



Universidad
Carlos III de Madrid

Departamento de Teoría de la Señal y Comunicaciones

PROYECTO FIN DE CARRERA

Análisis y diseño de filtros de cavidades directamente acopladas en tecnología SIW

Autor: Noelia Sánchez Rodríguez

Tutor: Sergio Llorente Romano

Leganés, 29 de Enero de 2016

Título: Análisis y diseño de filtros de cavidades directamente acopladas en tecnología SIW

Autor: Noelia Sánchez Rodríguez

Director: Sergio Llorente Romano

EL TRIBUNAL

Presidente: Luis Emilio García Castillo

Vocal: Guillermo Carpintero del Barrio

Secretario: Alejandro García Lampérez

Realizado el acto de defensa y lectura del Proyecto Fin de Carrera el día 29 de Enero de 2016 en Leganés, en la Escuela Politécnica Superior de la Universidad Carlos III de Madrid, acuerda otorgarle la CALIFICACIÓN de

VOCAL

SECRETARIO

PRESIDENTE

Si vas a intentarlo, ve hasta el final.
De otro modo, no empieces si quiera

-Charles Bukowski

Agradecimientos

En primer lugar a mi tutor por darme la oportunidad de realizar este proyecto con él. Por la dedicación que me ha prestado en todo momento y su gran ayuda.

A mis padres, por ser como son, por animarme siempre a seguir adelante, por hacer que me levantara cada vez que me caía, por creer tanto en mí. Sin su ayuda esto no hubiera sido posible. A mis hermanos Raquel y Miguel, por ser siempre un ejemplo a seguir y apoyarme incondicionalmente. A mi novio, Mario, por aguantarme durante toda la carrera y sobre todo en esta etapa final, gracias por ayudarme y animarme cuando ya no podía más.

A mis compañeros de carrera, los top@s. Por tantas horas de biblioteca compartidas, risas, y ánimos. Sin vosotros esto no hubiera sido tan llevadero. Y en especial a Eduardo, gracias por tu paciencia y ayuda, sobre todo en esta última recta.

En general a todos mis compañeros de universidad, porque de un modo u otro todos habéis participado para que hoy este aquí.

A todos mis profesores, porque sin vosotros hoy no estaría donde estoy, ni me sentiría tan orgullosa de ello. Gracias por formarme durante todos estos años.

A mis compañeros de trabajo, por darme ánimos para seguir, por esos momentos de risas y complicidad.

Resumen

En el presente proyecto se realiza el desarrollo de técnicas y herramientas que permitan diseñar e implementar filtros de microondas con cavidades directamente acopladas en tecnología SIW (*Substrate Integrated Waveguide*).

Se presenta la tecnología de guía de onda integrada en sustrato como alternativa a la guía de onda convencional, ya que esta tecnología como se verá más adelante, permite aunar las ventajas de las tecnologías planares, (bajo coste, tamaño reducido...), y la de la guía de onda convencional, (alto factor de calidad, precisión en el diseño).

Se realizará el estudio, diseño, y caracterización experimental de filtros en banda X que implementan las características eléctricas para satisfacer una respuesta de Chebyshev

La implementación de estos filtros se llevará a cabo siguiendo estos pasos:

- Síntesis de una red eléctrica cuyo comportamiento en frecuencia es el especificado, y sus elementos se caracterizarán por unos coeficientes numéricos. Este paso es independiente de la tecnología del dispositivo.
- Transformación de los elementos del modelo circuital anterior en elementos físicos cuya respuesta en frecuencia sea equivalente.
- Transformación a una guía de onda convencional con iris, cuya respuesta en frecuencia será similar al filtro anterior.
- Transformación de la guía de onda convencional a una guía de onda integrada en sustrato.

Palabras clave: Aproximación de Chebyshev, SIW. Iris, Guía de onda, filtro paso banda, cavidad resonante, acoplo, resonador, método de las pérdidas de inserción, parámetros S.

Abstract

In the present project techniques and tools are developed in order to design and implement microwave filter using Substrate Integrated Waveguide (*SIW*) technology.

Substrate Integrated Waveguide is presented as an alternative to conventional waveguide technology, because of the fact *SIW* is able to gather the advantages of planar technologies such as low cost, reduced size and the advantages of the conventional waveguide, such as high performance value.

Study, design and experimental characterization will be made of filters in frequency X band so as to implement electric characteristics to satisfy a Chebyshev frequency response. This implementation will be carried out through the next steps:

- Electric network synthesis whose performance in frequency is specified and its elements are characterized by numeric coefficients. This step is independent of the device technology.
- Transformation of the previous circuit model in physical elements whose frequency response is equivalent.
- Transformation to a conventional waveguide with iris whose frequency response is similar to the previous filter.
- Transformation from a conventional waveguide to a Substrated Integrated Waveguide.

Keywords: Chebyshev approximation, SIW, iris, waveguide, pass band filter, resonator, coupling, cavity, substrate, insertion losses method.

Índice general

| | |
|---|-----------|
| 1. INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS | 1 |
| 1.1 Introducción | 1 |
| 1.2 Objetivos | 2 |
| 1.3 Fases del desarrollo | 2 |
| 1.4 Estructura de la memoria..... | 3 |
| 2. ESTADO DEL ARTE DE UN FILTRO DE GUÍA DE ONDA CON IRISES EN TECNOLOGÍA SIW | 5 |
| 2.1 Teoría de Filtros | 5 |
| 2.1.1 Tipos de Filtros..... | 6 |
| 2.1.2 Diseño de filtros por el método de las pérdidas de inserción | 7 |
| 2.1.3 Generalizaciones para un filtro paso bajo | 11 |
| 2.1.4 Generalizaciones para un filtro paso banda | 12 |
| 2.1.5 Inversores de inmitancia, impedancia y admitancia | 13 |
| 2.1.6 Resonadores..... | 16 |
| 2.1.7 Líneas de Transmisión como resonadores | 22 |
| 2.2 Teoría de Guías de Onda Rectangular..... | 25 |
| 2.2.1 Modos de Propagación..... | 25 |
| 2.3 Tecnología SIW..... | 28 |
| 2.3.1 Características fundamentales | 29 |
| 2.4 Tecnología Microstrip | 33 |
| 2.4.1 Características fundamentales | 35 |
| 2.4.2 Transición línea microstrip – guía de ondas integrada en sustrato. | 36 |
| 3. DISEÑO Y SIMULACIÓN DEL FILTRO CON ELEMENTOS CONCENTRADOS..... | 38 |
| 3.1 Introducción | 38 |
| 3.1.1 Especificaciones del diseño | 38 |
| 4. AJUSTES POR DISPERSIÓN | 51 |
| 4.1 Introducción | 51 |
| 5. DISEÑO Y SIMULACIÓN DEL FILTRO EN GUÍA DE ONDA RECTANGULAR | 54 |
| 5.1 Introducción | 54 |
| 5.1.1 Diseño del filtro en guía de onda con irises | 54 |

| | |
|--|-----------|
| 6. DISEÑO Y SIMULACIÓN DEL FILTRO EN TECNOLOGÍA SIW | 68 |
| 6.1 Introducción | 68 |
| 6.1.1 Caracterización de a guía SIW | 69 |
| 6.1.2 Cálculo de la transición..... | 79 |
| 7. CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS..... | 83 |
| 7.1 Introducción | 83 |
| 7.2 Líneas futuras | 84 |
| 8. PRESUPUESTO | 85 |
| 8.1 Introducción | 85 |
| 9. GLOSARIO | 88 |
| 10. REFERENCIAS..... | 89 |

Índice de figuras

| | |
|---|----|
| Figura 2.1.1.1-1 Respuesta en frecuencia de un filtro paso bajo | 6 |
| Figura 2.1.1.2-2 Respuesta en frecuencia filtro paso banda..... | 7 |
| Figura 2.1.2.2-3 Respuesta en frecuencia de un filtro paso bajo de Chebyshev [3] | 8 |
| Figura 2.1.2.2-4 Distribución de los polos en un filtro de Chebyshev [3] | 9 |
| Figura 2.1.2.2-5 Prototipo de filtro paso bajo a) con estructura CL a) estructura LC | 10 |
| Figura 2.1.3.1-6 Transformación paso bajo [3]..... | 11 |
| Figura 2.1.4.1-7 Transformación paso banda [4] | 13 |
| Figura 2.1.5.1-8 Inversor de impedancia [4] | 14 |
| Figura 2.1.5.1-9 Inversor de admitancias | 14 |
| Figura 2.1.5.1-10 Equivalencia entre elementos concentrados y circuitos inversores de inmitancia [3] | 15 |
| Figura 2.1.6.1-11 Circuito resonante serie RLC | 16 |
| Figura 2.1.6.2-12 Resonador paralelo | 18 |
| Figura 2.1.6.3-13 Circuito equivalente para el resonador de entrada/salida doblemente cargado [3]..... | 20 |
| Figura 2.1.6.3-14 Respuesta de la amplitud del parámetro S₂₁ para el circuito de la figura Figura 2.1.6.3-13 [3] | 21 |
| Figura 2.1.7.1-15 Líneas de transmisión en cortocircuito [1] | 23 |
| Figura 2.1.7.2-16 Línea de transmisión en abierto. [1] | 24 |
| Figura 2.2.1-17 Guía de onda rectangular | 26 |
| Figura 2.3-18 Estructura de una guía SIW [8] | 28 |
| Figura 2.3-19 Prototipo de acoplador direccional en banda K en tecnología SIW [11] ... | 29 |
| Figura 2.3-20 Prototipo de acopladores direcciones en banda Ku en tecnología SIW [11] | 29 |
| Figura 2.3.1-21 Características guía SIW | 30 |
| Figura 2.3.1-22 Equivalencia entre guía convencional y SIW | 30 |
| Figura 2.3.1-23 Parámetro K en función de la distancia entre postes y el diámetro de los mismos [8]..... | 31 |
| Figura 2.3.1-24 Pérdidas por fugas [8]..... | 32 |

| | |
|--|----|
| Figura 2.3.1-25 Regiones de operación [8] | 32 |
| Figura 2.3.1-26 Geometría de una línea microstrip [3] | 34 |
| Figura 2.4-27 Propagación de los campos en una línea microstrip [1] | 34 |
| Figura 2.4.2-28 Transición entre una línea microstrip y una SIW (taper) [10]) | 36 |
| Figura 3.1.1.1-29 Filtro paso bajo de orden $n=5$ | 40 |
| Figura 3.1.1.1-30 Respuesta en frecuencia del filtro paso bajo $n=5$ | 40 |
| Figura 3.1.1.1-31 Filtro paso banda | 41 |
| Figura 3.1.1.1-32 Respuesta en frecuencia del filtro paso banda..... | 43 |
| Figura 3.1.1.2-33 Filtro paso bajo con inversores [4] | 44 |
| Figura 3.1.1.2-34 Filtro con inversores de impedancia..... | 46 |
| Figura 3.1.1.2-35 Respuesta en frecuencia Filtro con inversores de impedancia | 47 |
| Figura 3.1.1.3-36 Filtro inversores de impedancia y tramos de línea $\lambda/2$ | 48 |
| Figura 3.1.1.3-37 Respuesta en frecuencia del filtro con inversores de impedancia y tramos de línea en $\lambda/2$ | 49 |
| Figura 3.1.1.3-38 Respuesta en frecuencia de un filtro paso bajo vs filtro con inversores de impedancia y resonadores serie vs filtro inversores de impedancia y tramos de línea $\lambda/2$ | 50 |
| Figura 3.1.1.3-39 Respuesta en frecuencia de un filtro con inversores de impedancia y resonadores serie vs filtro inversores de impedancia y tramos de línea $\lambda/2$ | 50 |
| Figura 3.1.1.3-40 Diagrama de dispersión | 52 |
| Figura 5.1.1-41 Filtro de iris en guía de onda de orden 6 | 55 |
| Figura 5.1.1-42 Carta de modos | 56 |
| Figura 3.1.1.3-43 Inversor de impedancia. a) Matriz parámetros S b) Representación circuital [8] | 56 |
| Figura 5.1.1-44 Circuito equivalente a un iris inductor [5]..... | 58 |
| Figura 5.1.1-45 Circuitos equivalentes de los inversores de impedancia y admitancia ([6]Cap. 14)..... | 58 |
| Figura 5.1.1-46 Simulación electromagnética de un iris..... | 59 |
| Figura 5.1.1-47 Simulación HFSS iris. Gráfica S11 en función de la W del iris | 60 |
| Figura 5.1.1-48 Variación del factor de acoplo en función del W del iris | 61 |
| Figura 5.1.1-49 Variación de ϕ_1 en función de la variación del W del iris | 61 |
| Figura 5.1.1-50 Variación de ϕ_2 en función de la W del iris..... | 62 |
| Figura 5.1.1-51 Ajuste fino para el factor de acoplo en función de W iris | 62 |
| Figura 5.1.1-52 Ajuste fino para ϕ_1 en función de W del Iris | 63 |
| Figura 5.1.1-53 Ajuste fino para ϕ_2 en función del W del Iris | 63 |
| Figura 5.1.1-54 Filtro en guía de onda con iris resultante | 66 |
| Figura 5.1.1-55 Respuesta en frecuencia del Filtro en guía d onda con iris | 67 |
| Figura 6.1.1-56 Acoplo inductivo magnético | 70 |
| Figura 6.1.1-57 Simulación guía SIW con iris simulado con 1 poste..... | 70 |
| Figura 6.1.1-58 Factor de acoplo en función de la apertura del iris..... | 71 |
| Figura 6.1.1-59 Factor de acoplo Iris1 e Iris6 | 71 |
| Figura 6.1.1-60 Factor de acoplo en función de la apertura del iris, implementado con diferente número de postes..... | 72 |
| Figura 6.1.1-61 Factor de acoplo en función de la apertura del iris, implementado con diferente número de postes..... | 73 |
| Figura 6.1.1-62 Factor de acoplo en función de la apertura del iris, implementado con 3 y 4 postes..... | 73 |
| Figura 6.1.1 -6.1.1-63 Factor de acoplo vs apertura iris en tecnología SIW emulado con 4 poste. | 74 |

ÍNDICE DE FIGURAS

| | |
|---|----|
| Figura 6.1.1-64 Variación de ϕ_1 y ϕ_2 en función de la variación del W del iris3 y 4 para 3 postes | 75 |
| Figura 6.1.1-65 Variación de ϕ_1 y ϕ_2 en función de la variación del W del iris2 y 5 para 3 postes | 75 |
| Figura 6.1.1-66 Variación de ϕ_1 y ϕ_2 en función de la variación del W del iris21 y 6 para 1 poste | 76 |
| Figura 6.1.1-67 Filtro SIW | 77 |
| Figura 6.1.1-68 Respuesta en frecuencia de filtro SIW | 78 |
| Figura 6.1.1-69 Respuesta en frecuencia de guía SIW con pérdidas de los materiales. ... | 79 |
| Figura 6.1.1-70 Respuesta en frecuencia filtro SIW vs filtro SIW con pérdidas. | 79 |
| Figura 6.1.2-71 Filtro SIW con transición taper | 80 |
| Figura 6.1.2-72 Respuesta en frecuencia filtro SIW sin pérdidas | 81 |
| Figura 6.1.2-73 Respuesta en frecuencia filtro SIW con pérdidas | 81 |
| Figura 6.1.2-74 Respuesta en frecuencia filtro SIW con pérdidas vs filtro SIW con transición taper y con pérdidas | 82 |

Índice de tablas

| | |
|--|----|
| Tabla 1.1-1 Bandas de frecuencias. Rango de las microondas | 2 |
| Tabla 2.2.1-2 Campos electromagnéticos | 27 |
| Tabla 3.1.1.1-3 Parámetros Filtro Chebyshev | 39 |
| Tabla 4.1-4 Valores inversores de Impedancia | 53 |
| Tabla 5.1.1-5 Valores de los iris | 63 |
| Tabla 5.1.1-6 Apertura del iris | 65 |
| Tabla 6.1.1-7 Dimensiones de la guía | 69 |
| Tabla 6.1.1-8 Apertura de Iris y distancia entre postes | 74 |
| Tabla 6.1.1-9 Longitudes de resonadores | 76 |

Capítulo 1

Introducción y objetivos

1.1 Introducción

La tecnología llamada guía de ondas integrada en sustrato (*SIW - Substrate Integrated Waveguide*, en inglés) surgió para lograr integrar las ventajas de la guía de onda rectangular minimizando la desventaja de esta.

La tecnología *SIW*, consiste en integrar una guía de onda en un sustrato dieléctrico, es decir, una guía de onda utilizando la tecnología planar.

Las principales desventajas de las guías de ondas convencionales son:

1. La estructura resultante es pesada y difícil integrar en el resto del sistema.
2. La mecanización que se requiere para construirla., hace que los costes sean elevados.

Con la tecnología *SIW*, las ondas son confinadas dentro de las paredes conductoras y viajan en el sustrato dieléctrico siendo reflejadas por éstas, con lo que tendrá las siguientes ventajas:

- Pérdidas de inserción razonablemente bajas comparadas en otras tecnologías planares.
- Elevados factores de calidad.
- Elevada selectividad con la inclusión de ceros de transmisión.
- Facilidad de integración con otras tecnologías planares.

CAPÍTULO 1: Introducción y objetivos

- Mejor acoplamiento que las líneas microstrip (transmisión casi en su totalidad).
- Tamaño y peso reducido, con lo que se reducen así los costes.

Por su naturaleza de guía de onda, SIW ha sido utilizada desde sus inicio para aplicaciones de resonadores y filtros. Para este proyecto, se propone el estudio, diseño, construcción y caracterización experimental de guías de ondas con iris, construidos en tecnología de guía de ondas integrada en sustrato.

El objetivo principal de este proyecto es el estudio, diseño y caracterización experimental de filtros en banda X (ver Tabla 1.1-1) de cavidades directamente acopladas, construidos en tecnología de guía de ondas integrada en sustrato

Tabla 1.1-1 Bandas de frecuencias. Rango de las microondas

| Banda | Frecuencia |
|-----------|------------|
| L | 1-2GHz |
| S | 2-4GHz |
| C | 4-8GHz |
| X | 8-12.4GHz |
| Ku | 12.4-18GHz |
| K | 18-26.5GHz |
| Ka | 26.5-40GHz |
| mm | 40-300GHz |

1.2 Objetivos

El objetivo fundamental de este proyecto es el estudio, análisis y diseño de un filtro de banda estrecha en guía de onda en tecnología SIW.

En el proyecto se diseñarán y estudiarán filtros con elementos concentrados, para después diseñar y estudiar filtros con elementos distribuidos, y finalmente estudiar estos filtros en tecnología Substrate Integrated Wavaguide (SIW). Los filtros de guía de onda son muy comunes, mientras que los realizados en tecnología SIW no lo son tanto, siendo más estudiados en estos últimos años. Esta tecnología nos permite conseguir dispositivos de bajo coste capaces de ser construidos sobre un sustrato impreso.

1.3 Fases del desarrollo

Las fases de desarrollo de este proyecto han sido las siguientes:

1. Estudio y diseños de filtros de banda estrecha con elementos concentrados. Para la realización de esta fase se ha usado el programa ADS (*Advanced Design System*). Es un software de automatización de diseño electrónico de Keysight Technologies. Proporciona un entorno de diseño integrado para radiofrecuencia, microondas y aplicaciones digitales de alta velocidad. Para más información ver [15]
2. Estudio y diseño de filtros de banda estrecha con elementos distribuidos. Para la realización de esta fase se ha usado el software del punto anterior.
3. Estudio y diseño de filtros en guía de onda rectangular con cavidades directamente acopladas. Para la realización de esta fase, se ha usado el programa HFSS (High Frequency Structure Simulator). Este programa se basa en el método de elementos finitos, es decir, malla la estructura en tetraedros y calcula el valor del campo electromagnético en los vértices del mismo. Dependiendo del mallado los resultados serán más o menos precisos. Éste software es un software comercial ampliamente usado. (Ver [16])
4. Estudio, diseño y fabricación de filtros de banda estrecha en guía de onda en tecnología SIW. Para esta parte del proyecto se usará el software del punto anterior.

1.4 Estructura de la memoria

Para facilitar la lectura de la memoria, se incluye a continuación un breve resumen de cada capítulo.

- **Capítulo 2.** En este capítulo se presentará la teoría básica sobre filtros. Se mostrarán las diferentes funciones de transferencia que se pueden conseguir, entre la que se destacará la respuesta de Chebyshev que será la que se emplee posteriormente para el diseño del filtro. Se presentarán también las transformaciones necesarias para generalizar la estructura de un filtro paso banda. Después se presentará la teoría necesaria sobre resonadores acoplados para conocer cómo calcular el factor de acoplo. Se presentará también las tecnologías que se van a emplear en la construcción del filtro, se presentará la guía de onda integrada en sustrato como una guía equivalente a la guía de ondas convencional bajo ciertas restricciones y se estudiarán los parámetros de diseño necesarios para crear un filtro paso banda implementado con cavidades en tecnología de guía de ondas integrada en sustrato.
- **Capítulo 3.** En este capítulo se desarrollará el método de diseño y simulación de filtros mediante elementos concentrados. Primero se realizará el diseño de un filtro paso bajo para hacer posteriormente la transformación a un filtro paso banda y posteriormente se realizará el diseño y simulación de filtros con inversores de impedancia, para finalizar con la realización del diseño y simulación de filtros con inversores de impedancia y tramos de línea en $\lambda/2$.

CAPÍTULO 1: Introducción y objetivos

- **Capítulo 4.** En este capítulo se abordará el problema de la dispersión debido a utilizar guías de onda para construir los resonadores.
- **Capítulo 5.** En este capítulo se desarrollará el método de diseño de filtros en guía de onda mediante cavidades resonantes separadas por iris.
- **Capítulo 6.** En este capítulo se presentará el método de diseño para un filtro de guía de onda mediante cavidades resonantes separadas por iris implementados en tecnología SIW.
- **Capítulo 7.** En este capítulo se mostrarán las conclusiones obtenidas durante la realización del proyecto y se especificarán las posibles líneas futuras de investigación.
- **Capítulo 8.** Por último en este capítulo se mostrará un presupuesto sobre los costes de este proyecto.

Capítulo 2

Estado del Arte de un filtro de guía de onda con iris en tecnología SIW

2.1 Teoría de Filtros

En este capítulo se presentarán una serie de conceptos básicos y la teoría necesaria para la implementación de un filtro. Se explicará la obtención de la función de transferencia del filtro para que cumpla las especificaciones de diseño mediante el método de pérdidas de inserción.

Se presentarán los circuitos con elementos concentrados, y los pasos a seguir serán los siguientes:

- 1.- Elección de los parámetros del filtro
- 2.- Diseño del prototipo paso bajo.
- 3.- Transformación del filtro paso bajo en un filtro paso banda
- 4.- Realización del filtro paso banda con inversores de inmitancia
- 5.- Realización del filtro paso banda con elementos distribuidos a partir del diseño anterior.

2.1.1 Tipos de Filtros

Hay varios tipos de filtros de acuerdo con la parte del espectro que dejan pasar y que atenúan:

- Filtros paso alto
- Filtros paso bajo
- Filtros paso banda.

Nos centraremos en los dos últimos que son los que nos interesan debido al enfoque de este proyecto. No obstante, en el capítulo 8 de [1] y [2] capítulo 3 de [3] puede encontrarse toda la información referente a estos filtros, así como una explicación más detallada.

2.1.1.1 Filtros paso bajo

La principal función de los filtros paso bajo es rechazar frecuencias superiores a partir de una frecuencia, frecuencia que se conoce como frecuencia de corte, f_c .

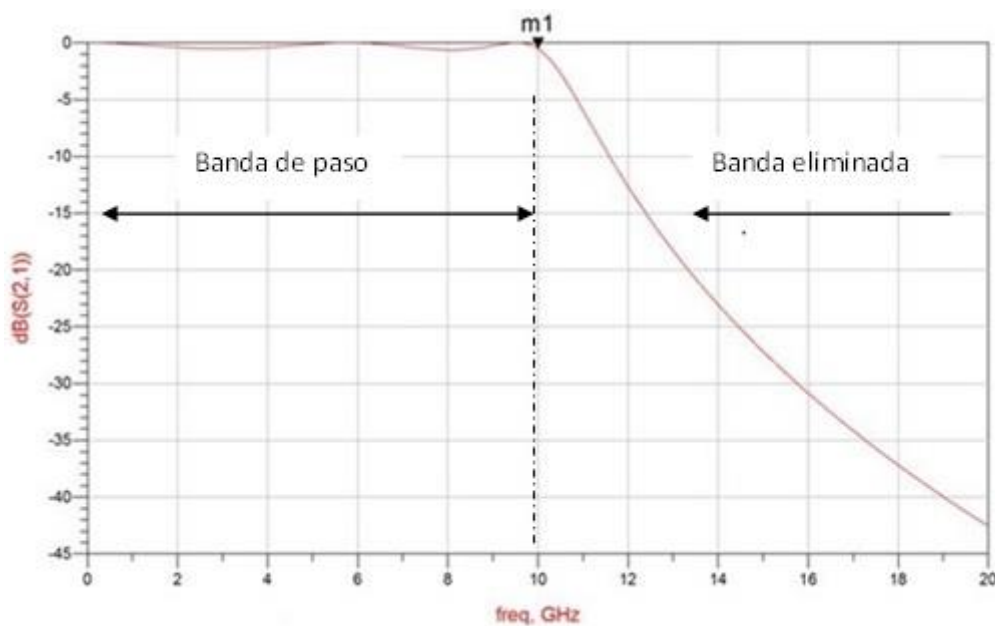


Figura 2.1.1.1-1 Respuesta en frecuencia de un filtro paso bajo

2.1.1.2 Filtros paso banda

Este tipo de filtros tiene como principal característica la transmisión de un rango de frecuencias (banda de paso) y rechazar dos bandas de frecuencias (bandas de rechazo).

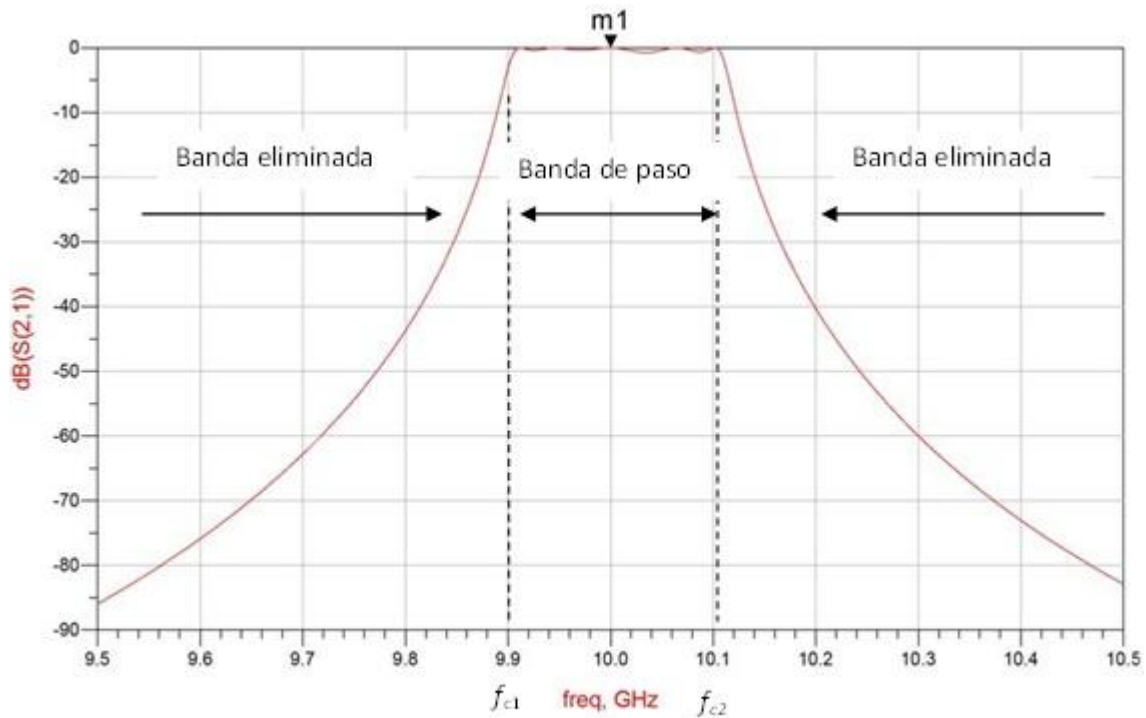


Figura 2.1.1.2-2 Respuesta en frecuencia filtro paso banda

Como se puede ver en la Figura 2.1.1.2-2 el filtro estará centrado en la frecuencia central elegida $f_o = 10 \text{ GHz}$, con un ancho de banda, $BW = f_{c2} - f_{c1} = 1 \text{ GHz}$. Este ancho de banda será el margen frecuencial para el cuál se obtiene una atenuación menor que la atenuación máxima x_p especificada para la banda de paso.

2.1.2 Diseño de filtros por el método de las pérdidas de inserción

Un filtro idea presenta unas pérdidas de inserción nulas en la banda de paso, una atenuación infinita en la banda atenuada y una respuesta de fase lineal en la banda de paso para evitar distorsión. Cómo en la realidad estos filtros son irrealizables, se diseñarán llegando a un compromiso entre las características anteriores, es decir, respuesta en frecuencia, amplitud de la banda de paso y la banda eliminada y la respuesta en fase, para ello, se usará el método de pérdidas de inserción [Ver [1] Capítulo 6]

2.1.2.1 Definiciones

- P_{LR} . Son las pérdidas de inserción o *Power loss Ratio*.

$$P_{LR} = \frac{\text{Potencia disponible en la fuente}}{\text{Potencia entregada a la carga}} = \frac{P_{inc}}{P_{load}} = \frac{1}{1 - |\Gamma(\omega)|^2} \quad (2-1)$$

Dónde $\Gamma(\omega)$ es el coeficiente de reflexión de la frecuencia.

Estas pérdidas se corresponden con el parámetro $|S_{21}|^2$, además si el filtro es una red recíproca y pasiva, se tiene que $S_{12} = S_{21}$.

Si la red además de ser recíproca y pasiva, se tiene que $|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2 = 1$

2.1.2.2 Clases de Filtros por el método de las pérdidas de inserción

Lo más importante a la hora de realizar un filtro es su función de transferencia. Existe una gran variedad de funciones de transferencia, (ver [3] Capítulo 3). En este proyecto nos centraremos en la de Chebyshev (de tipo equirrizada en la banda de paso).

- **Filtro de Chebyshev**

Este tipo de filtros se caracterizan por tener un equirrizado en la banda de paso y una respuesta monótona decreciente en la banda de corte (ver Figura 2.1.2.2-3).

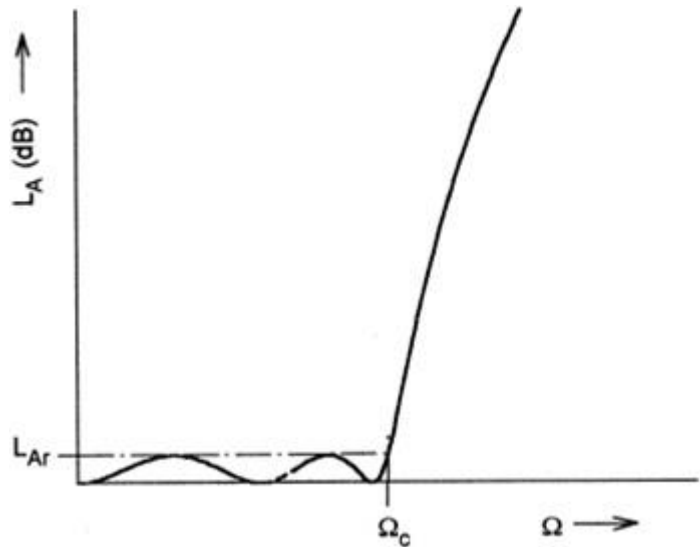


Figura 2.1.2.2-3 Respuesta en frecuencia de un filtro paso bajo de Chebyshev [3]

la función de Chebyshev viene dada por:

$$|s_{12}(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 T_n^2(\omega)} \quad (2-2)$$

donde la constante de rizado ε está relacionada con el rizado en la banda de paso α_p en dB de la siguiente forma:

$$\varepsilon = \sqrt{10^{\frac{\alpha_p}{10}} - 1} \quad (2-3)$$

$T_n(\omega)$ es el polinomio de Chebyshev de grado n , cuyo valor es:

$$T_n(\omega) = \begin{cases} \cos(n \cos^{-1}(\omega)) & |\omega| \leq 1 \\ \cosh(n \cosh^{-1}(\omega)) & |\omega| > 1 \end{cases} \quad (2-4)$$

La función de transferencia en módulo y fase de un filtro de Chebyshev viene dada por la siguiente expresión:

$$S_{21}(s) = \frac{\prod_{i=1}^N [\eta^2 + \sin^2(i\pi/N)]^{1/2}}{\prod_{i=1}^N (s + s_i)} \quad (2-5)$$

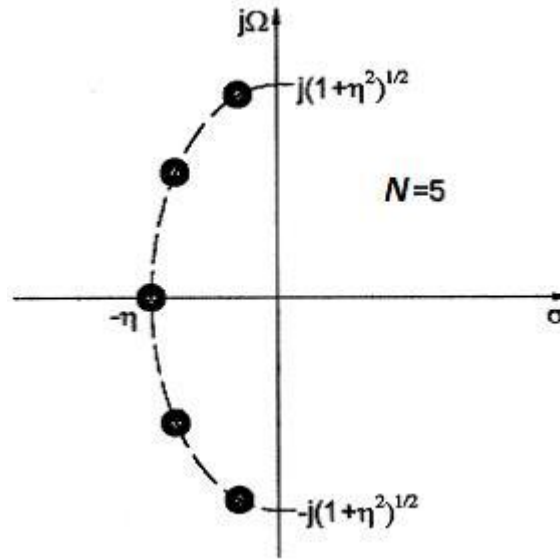


Figura 2.1.2.2-4 Distribución de los polos en un filtro de Chebyshev [3]

donde los polos están dados por la siguiente expresión (representada en la Figura 2.1.2.2-4)

$$s_i = j \cos \left[\sin^{-1} j\eta + \frac{(2i-1)\pi}{2N} \right] \quad (2-6)$$

y

$$\eta = \sinh \left(\frac{1}{N} \sinh^{-1} \frac{1}{\epsilon} \right) \quad (2-7)$$

Una topología cuya función de transferencia tenga todos los ceros en el infinito en la siguiente escala LC:

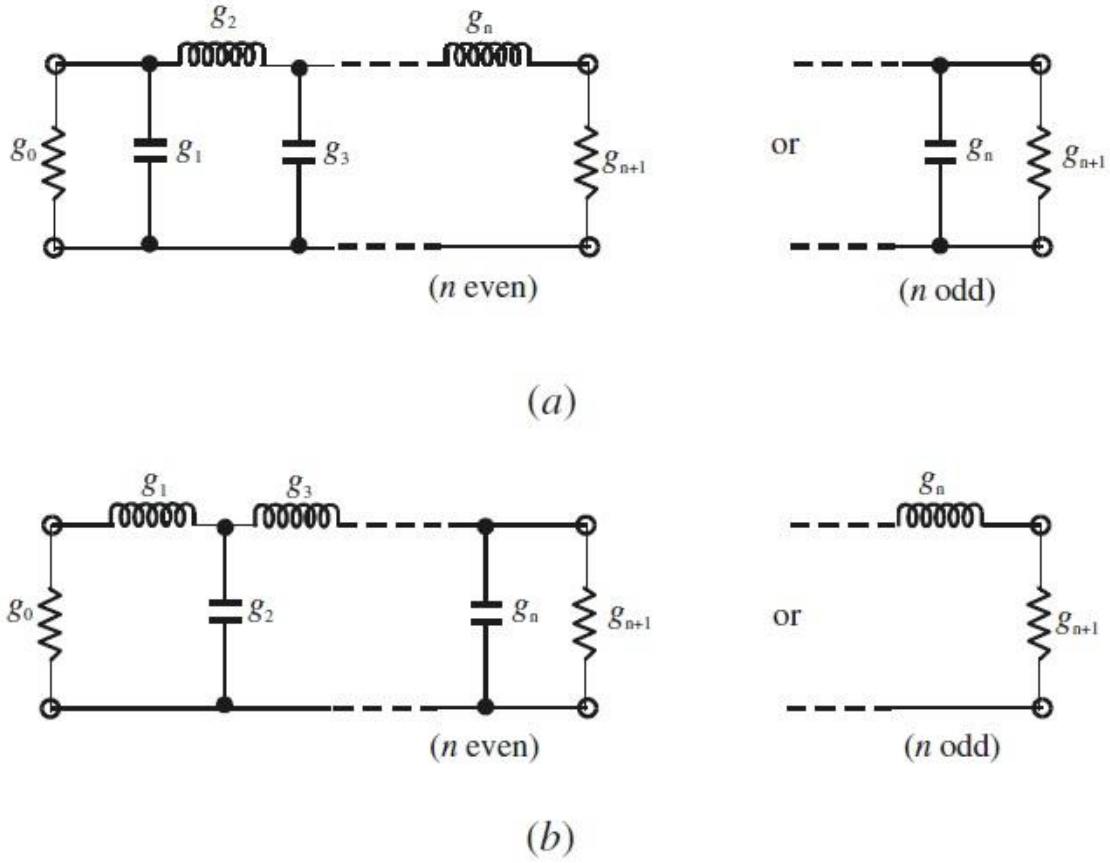


Figura 2.1.2.2-5 Prototipo de filtro paso bajo a) con estructura CL a) estructura LC

La síntesis del filtro paso bajo de Chebyshev es bien conocida ver [3], y prototipos tabulados para varios valores de α_p pueden encontrarse en [1], [2] y [3]. También existen expresiones:

$$g_0 = 1 \quad (2-8)$$

$$g_1 = \frac{2}{\gamma} \sin \left[\frac{\pi}{2n} \right] \quad (2-9)$$

$$g_i = \frac{1}{g_{i-1}} \frac{4 \sin \left[\frac{(2i-1)\pi}{2n} \right] \sin \left[\frac{(2i-3)\pi}{2n} \right]}{\gamma^2 + \sin \left[\frac{(i-1)\pi}{n} \right]} \quad \text{para } i = 2, 3 \dots \quad (2-10)$$

$$g_{n+1} = \begin{cases} 1 & \text{para } n \text{ impar} \\ \coth^2 \left(\frac{\beta}{4} \right) & \text{para } n \text{ par} \end{cases} \quad (2-11)$$

Donde,

$$\beta = Ln \left[\coth \frac{L_{Ar}}{17.37} \right] \quad (2-12)$$

$$\gamma = \sinh\left(\frac{\beta}{2n}\right) \quad (2-13)$$

2.1.3 Generalizaciones para un filtro paso bajo

Las expresiones (2-8) a (2-13) nos permiten obtener un filtro cuya respuesta en frecuencia está normalizada. Es necesario desnormalizarla para obtener a banda de paso requerida.

2.1.3.1 Transformaciones paso bajo

La transformación de frecuencias (desnormalización) para obtener un filtro paso bajo a partir del prototipo normalizado será la siguiente:

$$\Omega = \left(\frac{\Omega_c}{\omega_c}\right) \omega \quad (2-14)$$

donde $\Omega_c = 1$, la frecuencia de corte normalizada y ω_c la nueva frecuencia de corte.

La aplicación de esta transformación a los elementos del filtro, implica la modificación de los elementos reactivos de acuerdo a las siguientes expresiones: (Figura 2.1.3.1-6)

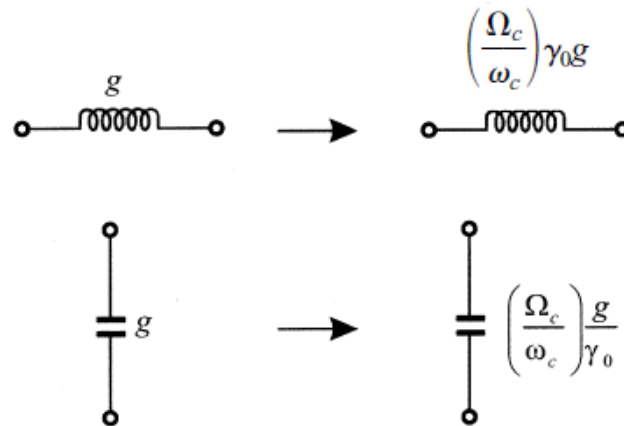


Figura 2.1.3.1-6 Transformación paso bajo [3]

El prototipo obtenido en las expresiones (2-8) a (2-13) asume que las impedancias terminales son de 1Ω. Si se desea cambiar este valor de impedancia es necesario escalar las impedancias de todos los componentes del filtro en el mismo factor que desee escalarse las impedancias terminales:

$$\gamma_o = \begin{cases} \frac{Z_0}{g_0} & \text{si } g_0 \text{ es resistencia} \\ \frac{g_0}{Y_0} & \text{si } g_0 \text{ es conductancia} \end{cases} \quad (2-15)$$

Por lo que si se aplica esto a la Figura 2.1.3.1-6 se obtiene:

$$L = \left(\frac{\Omega_c}{\omega_c} \right) \gamma_o g \quad \text{Si } g \text{ representa una inductancia} \quad (2-16)$$

$$C = \left(\frac{\Omega_c}{\omega_c} \right) \frac{g}{\gamma_o} \quad \text{Si } g \text{ representa una capacitancia} \quad (2-17)$$

2.1.4 Generalizaciones para un filtro paso banda

Todo lo que se ha visto hasta ahora es para el caso particular de un filtro paso bajo. Sin embargo, si se quisiera trabajar con otro tipo de filtros, ya sean paso banda, paso alto o para banda, se podría partir de las mismas ecuaciones paso bajo presentadas anteriormente, pero aplicándoles una serie de transformaciones. Debido al enfoque de este proyecto, se mostrará sólo el caso de transformaciones para un filtro paso banda. No obstante, en [3] pueden encontrarse todas las transformaciones.

2.1.4.1 Transformaciones paso banda

Partiendo de un filtro paso bajo normalizado a 1 rad/sg se puede realizar una transformación de filtro paso bajo a filtro paso banda, con una banda de paso $\omega_2 - \omega_1$, siendo ω_1 y ω_2 los extremos de la banda de paso. La transformación de frecuencia será:

$$\Omega = \frac{1}{\Delta} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \quad (2-18)$$

Siendo

$$\Delta = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} \quad (2-19)$$

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2} \quad (2-20)$$

Esta operación sobre el eje de frecuencias implica que la respuesta en frecuencia del filtro paso bajo en el intervalo $[-1, 1]$ es transformada al intervalo $[\omega_1, \omega_2]$, mientras que el intervalo $[1, \infty]$, es trasladado al intervalo $[0, \omega_1]$ y $[\omega_2, \infty]$, configurando un filtro paso banda. La operación de esta transformación a los elementos reactivos del filtro se ilustra en Figura 2.1.4.1-7

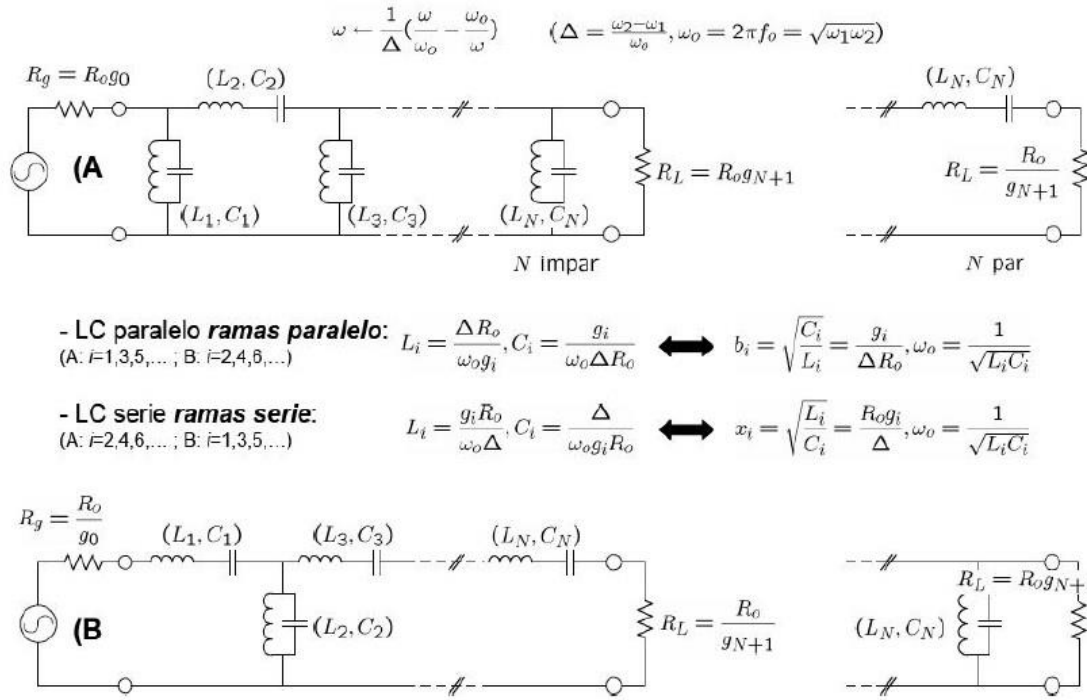


Figura 2.1.4.1-7 Transformación paso banda [4]

Por lo que los elementos serie del prototipo paso bajo se convierten en circuitos resonadores serie y paralelo.

2.1.5 Inversores de inmitancia, impedancia y admitancia

Hasta ahora, todas las transformaciones vistas en este capítulo han sido con elementos concentrados. Este tipo de elementos no son válidos para las altas frecuencias por lo que se deberán usar elementos distribuidos.

2.1.5.1 Definición de inversor de impedancia

Un inversor de impedancia es una red recíproca que puede actuar como un inversor de impedancia o un inversor de admitancia. Un inversor de impedancia es una red recíproca, de dos puertos invariantes a todas las frecuencias. De este modo, si el inversor de impedancia es cargado por una impedancia Z_L en el puerto de salida, la impedancia Z que se ve desde el puerto de entrada es:

$$Z = \frac{K^2}{Z_L} \quad (2-21)$$

Donde K es real y se define como la impedancia característica del inversor.

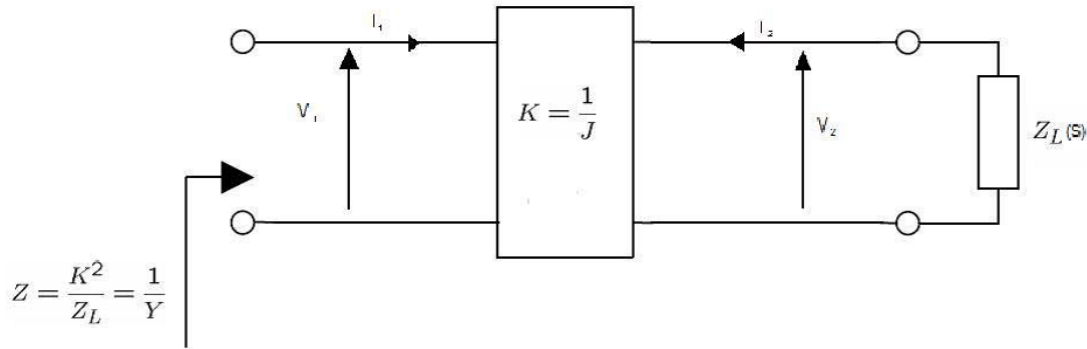


Figura 2.1.5.1-8 Inversor de impedancia [4]

Los inversores de impedancia también son conocidos como inversores K y su matriz de parámetros ABCD es la siguiente:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \pm jK \\ \pm \frac{1}{jK} & 0 \end{bmatrix} \quad (2-22)$$

Para el caso de un inversor de admitancias, de forma análoga, la admitancia que se obtienen en la entrada es la inversa de la admitancia en la carga:

$$Y_{in} = \frac{J^2}{Y_L} \quad (2-23)$$

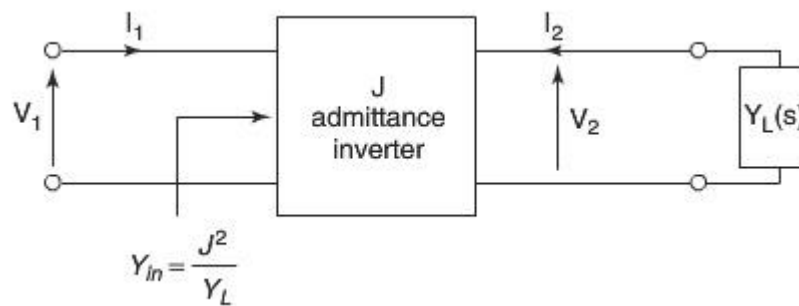


Figura 2.1.5.1-9 Inversor de admitancias

Donde J es real y se denomina admitancia característica del inversor. Los inversores de admitancia también son denominadas *inversores J* y su matriz de parámetros ABCD es la siguiente:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \pm j \pm \frac{1}{jJ} \\ \pm jJ & 0 \end{bmatrix} \quad (2-24)$$

Si se comparan las expresiones que aparecen en 2.17 y 2.52, se puede decir que un inversor de impedancia es equivalente a un inversor de admitancia si $K = J^{-1}$

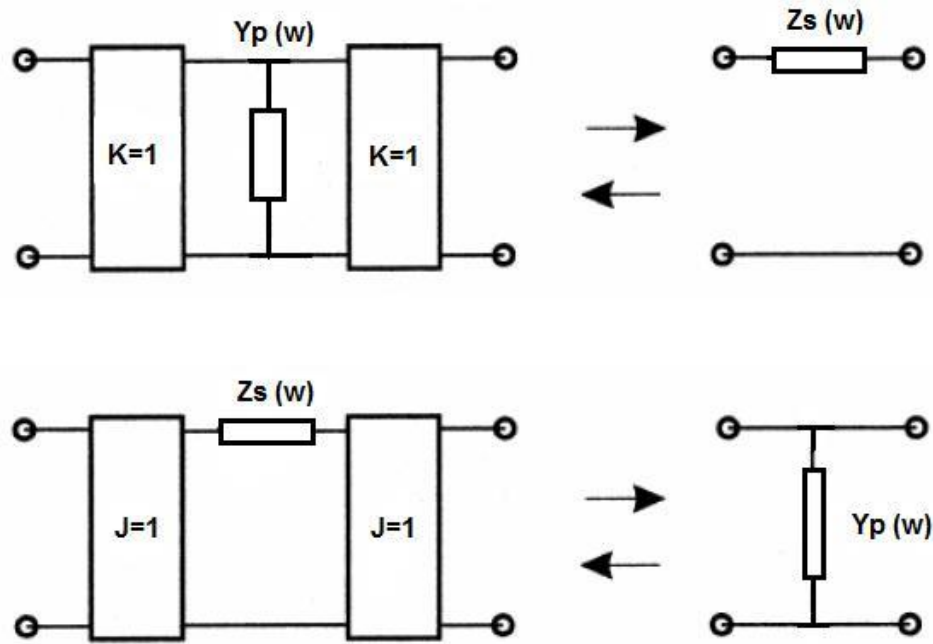


Figura 2.1.5.1-10 Equivalencia entre elementos concentrados y circuitos inversores de impedancia [3]

Si se considera una admitancia en paralelo $Y_p(\omega)$ con dos inversores de impedancia ideales conectados a ambos lados, y se calcula su matriz ABCD, se puede llegar a que el circuito es equivalente a una impedancia serie de valor Z_s , ver Figura 2.1.5.1-10

$$Z_{in} = \frac{K^2}{Z_p} = K^2 Y_p = Z_s \quad (2-25)$$

Si Y_p es un resonador en paralelo con $Y_p = j\omega C - j/\omega L = j\omega C (1 - \omega_0^2/\omega^2)$, se convertirá en un circuito en serie con $Z_s = j\omega L (1 - \omega_0^2/\omega^2)$, donde la inductancia L en henrios tendrá el mismo valor que la capacidad C en faradios si $K=1$. Si se quiere convertir una admitancia $Y_1 = j\omega C_1(1 - \omega_0^2/\omega^2)$ en un circuito en serie con una inductancia L arbitraria, el valor que se debe elegir del inversor será:

$$K = \sqrt{\frac{L}{C_1}} \quad (2-26)$$

Estos inversores se usan para convertir la red del filtro paso banda en otra red equivalente que contenga solo circuitos en serie o circuitos en paralelo, esto permite que sea más fácil de implementar.

Además si los valores del inversor se eligen correctamente podemos conseguir un filtro en la que todas las capacidades e inductancias tengan el mismo valor, es decir, que los resonadores asociados al filtro estén sintonizados, misma frecuencia de resonancia, y que tengan el mismo parámetro de pendiente. Ver [2] Capítulo 8.

2.1.6 Resonadores

Los circuitos resonantes son muy utilizados en ingeniería electrónica en una gran variedad de aplicaciones: filtros, osciladores, medidores de frecuencia y amplificadores sintonizados. Estos resonadores suelen modelarse como circuitos equivalentes RLC cuando se encuentran en la zona de resonancia. Hay dos topologías básicas, circuito resonante serie y circuito resonante paralelo. ([1] Capítulo 6).

2.1.6.1 Circuito resonador serie

La impedancia de entrada del circuito de la Figura 2.1.6.1-11 se definirá como:

$$Z_{in} = R + j\omega L - j\frac{1}{\omega C} \quad (2-27)$$

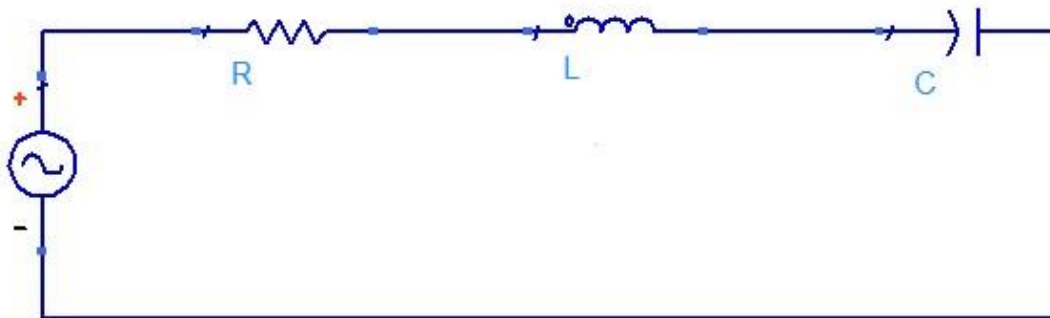


Figura 2.1.6.1-11 Circuito resonante serie RLC

Y su potencia compleja de entrada será:

$$P_{in} = \frac{1}{2} V I^* = \frac{1}{2} Z_{in} |I|^2 = \frac{1}{2} Z_{in} \left| \frac{V}{Z_{in}} \right|^2 = \frac{1}{2} |I|^2 \left(R + j\omega L - j\frac{1}{\omega C} \right) \quad (2-28)$$

La potencia disipada en la resistencia será:

$$P_{loss} = \frac{1}{2} |I|^2 R \quad (2-29)$$

La energía magnética almacena en L es:

$$W_m = \frac{1}{4} |I|^2 L \quad (2-30)$$

Y la energía eléctrica almacena en el condensador C es:

$$W_e = \frac{1}{4} |V_C|^2 C = \frac{1}{4} |I|^2 \frac{1}{\omega^2 C} \quad (2-31)$$

Donde V_C es el voltaje a través del condensador. Entonces podemos reescribir la ecuación (2-28) como:

$$P_{in} = P_{loss} + 2j\omega(W_m - W_e) \quad (2-32)$$

Y la impedancia de entrada (2-27) como:

$$Z_{in} = \frac{2P_{in}}{|I|^2} = \frac{P_{loss} + 2j\omega(W_m - W_e)}{|I|^2/2} \quad (2-33)$$

En resonancia la impedancia de entrada es real e igual a R. Esto implica que las energías magnéticas y eléctricas almacenadas son iguales. Para que se de esta condición, la pulsación tiene que ser igual a:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2-34)$$

Esto es lo que se conoce como pulsación de resonancia.

Las propiedades de resonancia de los resonadores además de la pulsación de resonancia es conveniente especificar otro parámetro llamado pendiente de reactancia:

$$x = \left. \frac{f}{2} \frac{d\zeta[z]}{df} \right|_{f=f_0} [\Omega]^{-1} \quad (2-35)$$

Donde ζ es la reactancia del resonador. Para un resonador serie LC simple la ecuación se reduce a:

$$x = \omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C} = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2-36)$$

Otro parámetro importante a tener en cuenta es el factor de calidad, Q , que se define como:

$$Q = \omega \frac{\text{energía media almacena}}{\text{potencia disipada}} \quad (2-37)$$

Q es una medida de las pérdidas de un circuito resonante, menos pérdidas indica mayor Q . Usando la condición de resonancia tenemos que:

$$Q = \omega_0 \frac{2W_m}{P_{loss}} = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{1}{\omega_0 RC} \quad (2-38)$$

Lo que demuestra que Q aumenta al disminuir R .

Con esta definición (2-27) también puede expresarse de la siguiente forma:

$$Z_{in} = R + jx \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right) = R + jx \frac{f^2 - f_0^2}{f_0 f} = R + jx \frac{(f + f_0)(f - f_0)}{f_0 f} \quad (2-27b)$$

$$\cong R + j2x \frac{f - f_0}{f_0} = R + j2L (\omega - \omega_0)$$

$$\downarrow \frac{f - f_0}{f_0} \ll 1$$

2.1.6.2 Circuito resonante paralelo

El circuito de la Figura 2.1.6.2-12 se analizará de forma semejante al del apartado 2.1.6.1, ya que entre ambos circuitos hay una correspondencia dual.

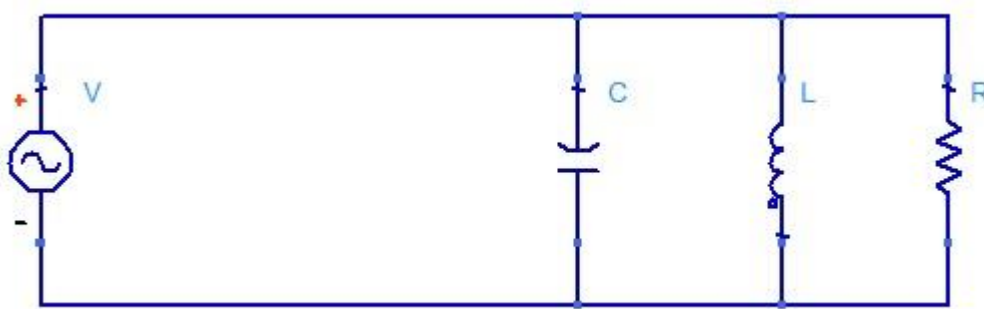


Figura 2.1.6.2-12 Resonador paralelo

La admitancia de entrada del circuito de la Figura 2.1.6.2-12 se definirá como:

$$Y = G + j\omega C + \frac{1}{j\omega L} = G + jb \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right) \approx G + 2jb \left(\frac{f-f_0}{f} \right) = j2C(\omega - \omega_0) \quad (2-39)$$

$$\uparrow \text{ si } \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} \ll 1$$

Siendo b la pendiente de la susceptancia en los resonadores paralelo y cuyo valor es ahora:

$$b = \omega_0 C = \frac{1}{\omega_0 L} = \sqrt{\frac{C}{L}} \text{ siendo } L = \frac{1}{b\omega_0} \text{ y } C = \frac{b}{\omega_0} \quad (2-40)$$

Para el caso del factor de calidad éste vendrá dado por:

$$Q = \frac{\omega C}{G} \quad (2-41)$$

Y el ancho de banda a 3dB coincidirá con el inverso de Q .

2.1.6.3 Formulación para extraer el factor de calidad externo

El factor de calidad externo de un circuito resonante indica cómo intercambia la energía dicho circuito con los circuitos a los que se conecta. Lo que resulta interesante es ver cómo se acoplar en un filtro para que se cumpla con las especificaciones.

En [3] se pueden ver dos métodos diferentes para la obtención del factor de calidad externo de un resonador. El primero se basa en un resonador cargado sólo por un extremo y el segundo se basa en un resonador cargado por ambos extremos. En esta memoria, se desarrollará solamente la teoría necesaria para extraer el factor de calidad externo por medio del segundo método.

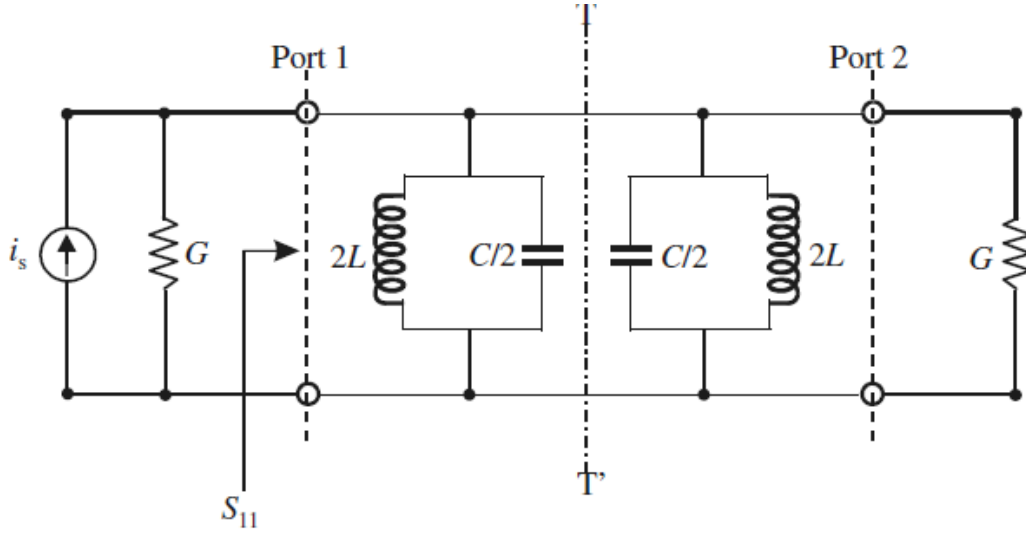


Figura 2.1.6.3-13 Circuito equivalente para el resonador de entrada/salida doblemente cargado [3]

El factor de calidad externo Q_e se define para un resonador cargado sólo por un extremo, pero si el resonador es simétrico, se puede añadir otra carga simétrica o puerto para formar una red de dos puertos, véase Figura 2.1.6.3-13. La línea $T-T'$ representa el plano de simetría y el resonador ha sido separado en dos partes simétricas. Cuando el plano de simetría es cortocircuitado se tiene que:

$$Y_{ino} = \infty \quad (2-42)$$

$$S_{11o} = \frac{G - Y_{ino}}{G + Y_{ino}} = -1 \quad (2-43)$$

donde Y_{ino} y S_{11o} son la admitancia de entrada del modo impar y el coeficiente de reflexión del puerto 1 respectivamente. Si ahora se reemplaza el plano $T-T'$ por un circuito abierto, se obtienen los parámetros correspondientes al modo par:

$$Y_{ine} = j\omega_0 C \Delta\omega / \omega_0 \quad (2-44)$$

$$S_{11e} = \frac{G - Y_{ine}}{G + Y_{ine}} = \frac{1 - jQ_e \Delta\omega / \omega_0}{1 + jQ_e \Delta\omega / \omega_0} \quad (2-45)$$

donde $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ y se ha realizado la aproximación $(\omega^2 - \omega_0^2)/\omega \approx 2\Delta\omega$ con $\omega = \omega_0 + \Delta\omega$. Aplicando el análisis de redes se obtiene:

$$S_{21} = \frac{1}{2}(S_{11e} - S_{11o}) = \frac{1}{1 + jQ_e \Delta\omega / \omega_0} \quad (2-46)$$

De este modo, la amplitud del parámetro S_{21} es:

$$|S_{21}| = \frac{1}{\sqrt{1 + (Q_e \Delta\omega/\omega_0)^2}} \quad (2-47)$$

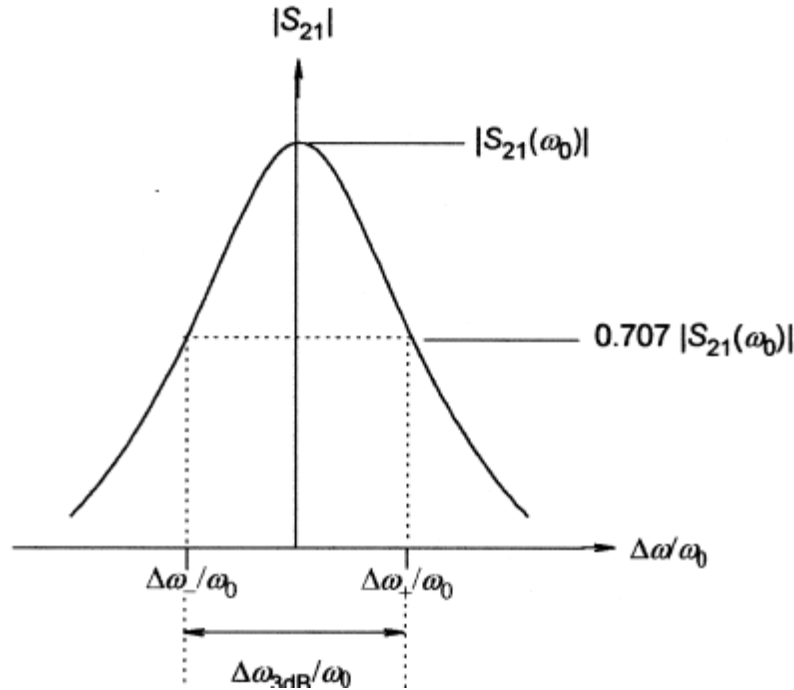


Figura 2.1.6.3-14 Respuesta de la amplitud del parámetro S_{21} para el circuito de la figura **Figura 2.1.6.3-13** [3]

La amplitud del parámetro S_{21} se muestra en la Figura 2.1.6.3-14. En resonancia, $\Delta\omega = 0$ y, por lo tanto, $|S_{21}|$ alcanza su valor máximo, siendo este $|S_{21}(\omega_0)| = 1$. Cuando la frecuencia se desplaza de manera que:

$$Q_e \frac{\Delta\omega_{\pm}}{\omega_0} = \pm 1 \quad (2-48)$$

El valor de $|S_{21}|$ cae a 0.707 (ó -3dB) veces el valor de su máximo. Así pues, se puede definir el ancho de banda de la siguiente manera:

$$\Delta\omega_{3dB} = \Delta\omega_+ - \Delta\omega_- = \frac{\omega_0}{(Q_e/2)} \quad (2-49)$$

Donde ω_{3dB} es el ancho de banda, en el cual, el parámetro S_{21} sufre una atenuación de 3dB respecto al punto en el que se encuentra la frecuencia de resonancia. Por lo tanto, despejando el factor de calidad externo de la ecuación anterior se obtiene:

$$Q_e = \frac{2\omega_0}{\Delta\omega_{3dB}} \quad (2-50)$$

A continuación se expone el método a seguir para calcular el factor de calidad externo de un resonador paso a paso:

1. Construir el resonador en el simulador electromagnético. A este resonador se le añade un puerto de entrada y otro de salida de manera que se mantenga en todo momento la simetría del circuito.
2. Se realiza una simulación para obtener el parámetro de transmisión S_{21} de la estructura.
3. Se dibuja el módulo del parámetro de transmisión. El máximo de la función corresponderá con la frecuencia de resonancia y se deberán identificar las frecuencias (ω_2 y ω_1) a las que la amplitud cae 0.707 veces el valor del máximo, es decir, 3dB si se representa en decibelios.
4. Con los valores de frecuencia obtenidos en el punto 3, se utiliza la ecuación (2-50) para obtener el factor de calidad del circuito, siendo $\Delta\omega_{3dB} = \omega_2 - \omega_1$.

2.1.7 Líneas de Transmisión como resonadores

Los circuitos con elementos concentrados son por lo general irrealizables a las frecuencias de microondas, por lo que lo más habitual es usar los circuitos con elementos distribuidos.

A continuación se mostrarán los elementos concentrados más habituales para sustituir a los resonadores. ([1] Capítulo 6)

2.1.7.1 Líneas de transmisión $\lambda/2$ cortocircuitadas

La imagen de la Figura 2.1.7.1-15 muestra una línea de transmisión cortocircuitada en un extremo. Esta línea tendrá una impedancia característica Z_0 , una constante de propagación β y una constante de atenuación α . A la frecuencia $\omega = \omega_0$ la longitud de la línea será:

$$l = n\lambda_0/2 \quad (2-51)$$

donde

$$\lambda_0 = 2\pi/\beta_0 \quad (2-52)$$

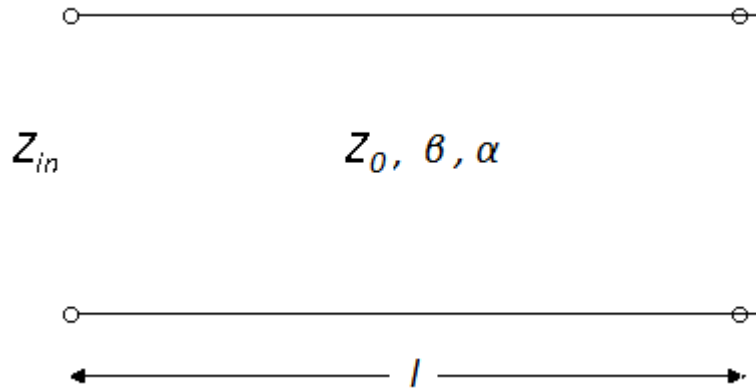


Figura 2.1.7.1-15 Líneas de transmisión en cortocircuito [1]

La impedancia de entrada de la línea vendrá definida por:

$$Z_{in} = Z_0 \tanh(\alpha + j\beta)l = Z_0 \frac{\tanh \alpha l + j \tan \beta l}{1 + j \tan \beta l \tanh \alpha l} \quad (2-53)$$

Si la línea es una línea sin pérdidas ($\alpha=0$), entonces:

$$Z_{in} = jZ_0 \tan \beta l \quad (2-54)$$

En la práctica, la mayoría de las líneas de transmisión tienen pérdidas pequeñas por lo que se puede asumir que $\alpha l \ll 1$ y $\tanh \alpha l \approx \alpha l$. Ahora si se expresa $\omega = \omega_0 + \Delta\omega$ donde $\Delta\omega$ es pequeño (aproximación de banda estrecha), y se asume un modo TEM en la línea:

$$\beta l = \frac{\omega l}{v_p} = \frac{\omega_0 l}{v_p} + \frac{\Delta\omega l}{v_p} \quad (2-55)$$

Donde v_p es la velocidad de fase de la línea de transmisión. Como $l = \frac{\lambda}{2} = \pi v_p \omega_0$ se tiene que:

$$\beta l = \pi + \frac{\Delta\omega \pi}{\omega_0} \text{ y } \tan \beta l = \tan\left(\pi + \frac{\Delta\omega \pi}{\omega_0}\right) = \tan\left(\frac{\Delta\omega \pi}{\omega_0}\right) \approx \frac{\Delta\omega \pi}{\omega_0} \quad (2-56)$$

Usando estos resultados en la ecuación (2-53) se obtiene que la impedancia de entrada es:

$$\begin{aligned} Z_{in} &\approx Z_0 \frac{\alpha l + j(\Delta\omega \pi / \omega_0)}{1 + j(\Delta\omega \pi / \omega_0) \alpha l} \approx Z_0 \left(\alpha l + j \frac{\Delta\omega \pi}{\omega_0} \right) \\ &\approx Z_0 \left(\alpha l + j \pi \frac{(f - f_0)}{f_0} \right) \end{aligned} \quad (2-57)$$

Pues $(\Delta\omega\pi/\omega_0)\alpha l \ll 1$

Si se compara la impedancia de entrada de la línea de transmisión con la de la expresión (2-27) y (2-27b), que corresponde a una impedancia de entrada de un circuito resonante RLC serie, se relacionará la resistencia del circuito equivalente como:

$$R = Z_0 \alpha l \quad (2-58)$$

La inductancia del circuito equivalente como:

$$L = Z_0 \pi / 2\omega_0 \quad (2-59)$$

La capacidad como:

$$C = 1/\omega_0 L \quad (2-60)$$

Y el factor de calidad y la pendiente de reactancia como:

$$Q = \frac{\pi}{2\alpha l} \quad (2-61)$$

$$x = \frac{Z_0 \pi}{2} \quad (2-62)$$

2.1.7.2 Líneas de transmisión $\lambda/2$ en abierto

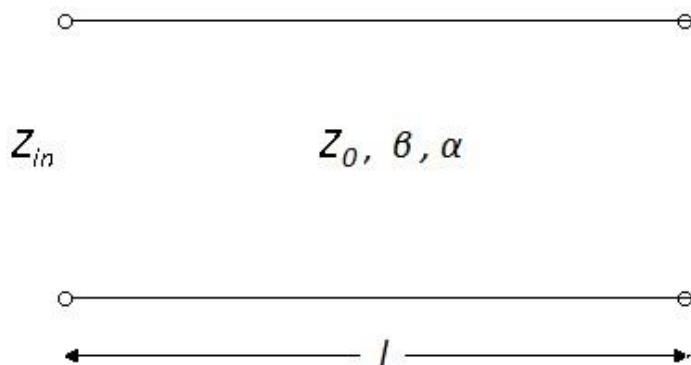


Figura 2.1.7.2-16 Línea de transmisión en abierto. [1]

La línea de transmisión de la Figura 2.1.7.2-16 es equiparable a un circuito resonante RLC paralelo cuando la longitud de la línea es de $\lambda/2$ o múltiplo de esta.

La admitancia de entrada de la línea de transmisión será:

$$Y_{in} = Y_0 \cot(\alpha + j\beta)l = Y_0 \frac{j \tan(\beta l) + \tanh(\alpha l)}{1 + \tanh(\alpha l) j \tan(\beta l)} \quad (2-63)$$

Si se asume que $l = \lambda/2$ para $\omega = \omega_0$ y $\omega = \omega_0 + \Delta\omega$ y, como en el caso anterior si se supone que las pérdidas son pequeñas la admitancia de entrada será:

$$Y_{in} = Y_0(\alpha l + j\pi \left(\frac{f - f_0}{f_0} \right)) \quad (2-64)$$

Comparando con los valores obtenidos en el apartado 2.1.6.2 se obtienen los siguientes valores de los elementos para el circuito RLC:

$$G = Y_0 \alpha l \quad C = \frac{Y_0 \pi}{2\omega_0} \quad L = \frac{1}{\omega_0 C} \quad (2-65)$$

Y el factor de calidad y la pendiente de susceptancia como:

$$Q = \frac{\pi}{2\alpha l} \quad b = \frac{\pi}{2Z_0} \quad (2-66)$$

$$b = \frac{Y_0 \pi}{2} \quad (2-67)$$

2.2 Teoría de Guías de Onda Rectangular

Las guías de onda son líneas de transmisión formadas por un único conductor cerrado que rodea a un material dieléctrico. Dentro de ellas se produce la propagación de ondas electromagnéticas.

La principal causa por la que se emplean las guías de onda para el diseño de filtros es por la frecuencia a la que se va a operar el dispositivo que se va a diseñar, donde para tener bajas pérdidas y transportar altas potencias se necesitan este tipo de estructuras metálicas de guiado.

2.2.1 Modos de Propagación

Las propiedades de las guías de onda se obtienen por las soluciones de las ecuaciones de Maxwell con las condiciones de contorno de la misma ([4] Capítulo 2). Como en una

guía de onda sólo está presente un único conductor no se propagaran los modos TEM, y en función de las características geométricas de la guía de onda se propagarán los modos TE o los modos TM o ambos a la vez.

Los distintos tipos de modos, entonces serán:

- Modos Transversales Electromagnéticos (TEM). Estas soluciones no contiene ninguna componente longitudinal, $E_z = H_z = 0$. Como se ha comentado anteriormente, estos modo no se generan en una guía de onda, pues aparecen cuando hay dos o más conductores
- Modos Transversales Eléctricos (TE). No contienen componente longitudinal eléctrica. $E_z = 0$.
- Modos Transversales Magnéticos (TM). No contienen componente longitudinal magnética $H_z = 0$.

Es importante conocer y controlar el número de modos que se pueden propagar por la guía de onda en un rango de frecuencias. Los modos de propagación serán aquellos cuya frecuencia de corte esté por debajo de la frecuencia de trabajo. En cambio, los modos evanescentes o en corte serán aquellos que tengan una frecuencia de corte mayor que la de trabajo, por lo que se atenuarán rápidamente.

En función del número de modos de propagación, la guía podrá ser:

- Monomodo. Sólo se propaga un modo.
- Multimodos. Se propagan varios modos.

Se denomina modo fundamental al primer modo que se propaga en la guía. El modo superior será el primer modo que no se propaga.

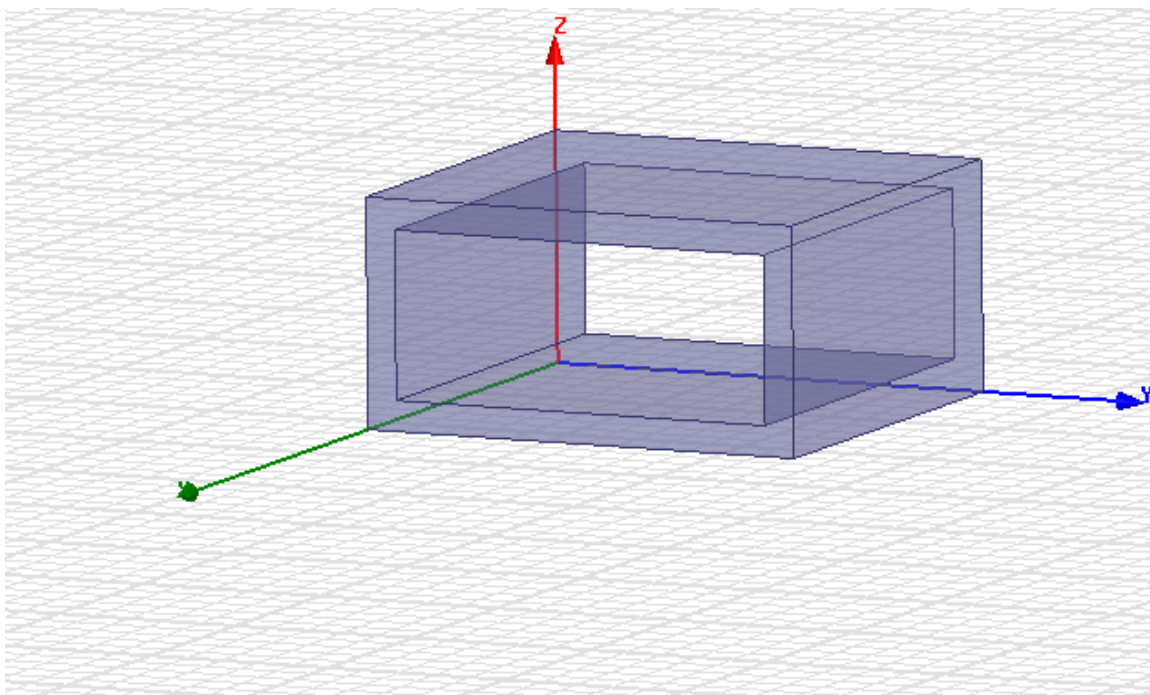


Figura 2.2.1-17 Guía de onda rectangular

El término $\beta_{n,m}$ representa la constante de propagación del modo n, m .

La frecuencia más baja para que un modo n, m sea propagante viene dada por:

$$f_{c,n,m} = \frac{c}{2\pi} k_{c,n,m} \quad (2-68)$$

A continuación se presentan los campos electromagnéticos que se dan en una guía rectangular. Ver Tabla 2.2.1-2

Tabla 2.2.1-2 Campos electromagnéticos

| | TE | TM |
|-------------------|--|--|
| H_z | $\cos\left(\frac{n\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{m\pi y}{b}\right) e^{-j\beta_{n,m}z}$ | 0 |
| E_z | | $\sin\left(\frac{n\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{m\pi y}{b}\right) e^{-j\beta_{n,m}z}$ |
| E_x | $Z_{h,n,m} H_y$ | $\frac{-\beta_{n,m} n\pi}{a k_{c,n,m}^2} \cos\left(\frac{n\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{m\pi y}{b}\right) e^{-j\beta_{n,m}z}$ |
| E_y | $-Z_{h,n,m} H_x$ | $\frac{-\beta_{n,m} n\pi}{b k_{c,n,m}^2} \sin\left(\frac{n\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{m\pi y}{b}\right) e^{-j\beta_{n,m}z}$ |
| H_x | $\frac{j\beta_{n,m} n\pi}{a k_{c,n,m}^2} \sin\left(\frac{n\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{m\pi y}{b}\right) e^{-j\beta_{n,m}z}$ | $-\frac{E_y}{Z_{e,n,m}}$ |
| H_y | $\frac{j\beta_{n,m} n\pi}{b k_{c,n,m}^2} \cos\left(\frac{n\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{m\pi y}{b}\right) e^{-j\beta_{n,m}z}$ | $-\frac{E_x}{Z_{e,n,m}}$ |
| $Z_{h,nm}$ | | $\frac{k_0}{\beta_{n,m}} Z_c$ |
| $Z_{e,n,m}$ | | $\frac{\beta_{n,m}}{k_0} Z_c$ |
| $K_{c,nm}$ | | $\sqrt{\left(\frac{n\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{m\pi}{b}\right)^2}$ |
| $B_{n,m}$ | | $\sqrt{k_0^2 - k_{c,n,m}^2}$ |
| $f_{c,n,m}$ | | $\frac{c}{2\pi} k_{c,n,m}$ |
| $\lambda_{c,n,m}$ | | $\frac{2\pi}{k_{c,n,m}}$ |

La longitud de onda de la guía para los distintos modos que se propagan viene definida por:

$$\lambda_{gm,n} = \frac{\lambda_0 / \sqrt{\epsilon_r}}{\sqrt{1 - \left(f_{c,n,m} / f \right)^2}} \quad (2-69)$$

donde

$$\lambda_0 = \frac{c}{f} \quad (2-70)$$

longitud de onda en el vacío.

2.3 Tecnología SIW

Una guía de onda integrada en sustrato (SIW- Substrate Integrated Waveguide, en inglés) es una estructura periódica que intenta aunar las bondades de las guías de onda y las tecnologías planares. Como puede verse en la Figura 2.3-18 ([8])

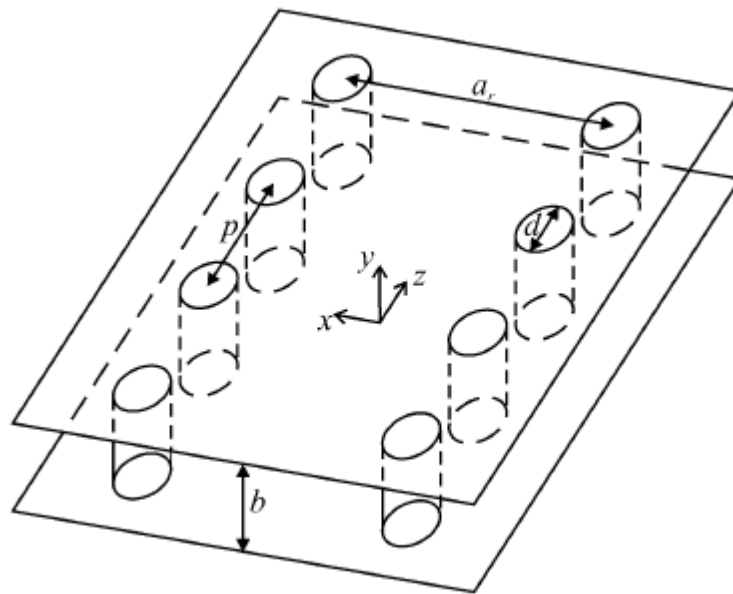


Figura 2.3-18 Estructura de una guía SIW [8]

Como podemos observar en la figura anterior (Figura 2.3-18) una guía de onda integrada en sustrato está compuesta por dos filas de cilindros metálicos, embebidos en un dieléctrico, que conectando dos planos metálicos paralelos. Se crea así una guía de onda metálica rellena de material dieléctrico y construida con tecnología planar, lo que facilita la integración con otros circuitos con líneas de transmisión planares como microstrip o coplanar.

La principal ventaja de esta tecnología es que permite implementar una guía de onda convencional pero realizada en sustrato mediante técnicas de circuito impreso, lo que conlleva una reducción del tamaño, peso y coste y por ello, en estos últimos años, han aparecido números dispositivos que emplean esta tecnología, principalmente resonadores y filtros. En la figuras siguientes se puede dos prototipos de acopladores direccionales, en la Figura 2.3-19 en banda K y el Figura 2.3-20 en banda Ku.

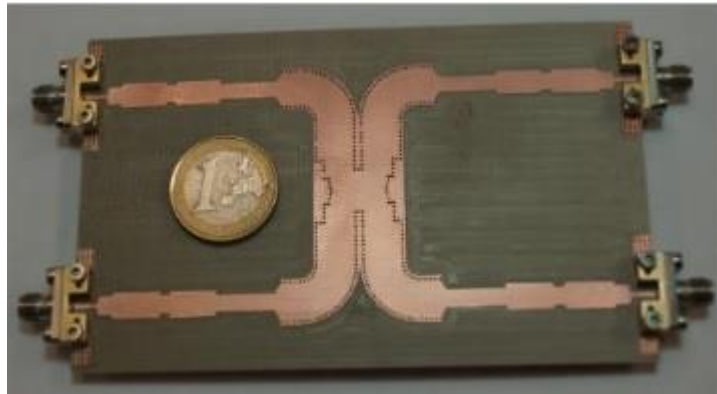


Figura 2.3-19 Prototipo de acoplador direccional en banda K en tecnología SIW [11]

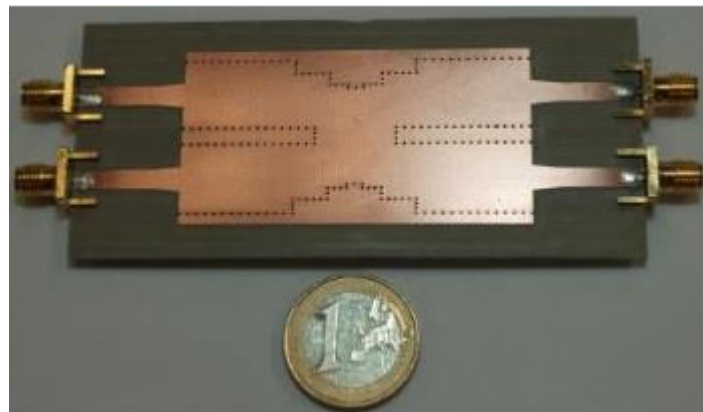


Figura 2.3-20 Prototipo de acopladores direccionales en banda Ku en tecnología SIW [11]

2.3.1 Características fundamentales

Las principales características que se pueden destacar son, que los planos inferior y superior funcionaran como las paredes superior e inferior de la guía de onda convencional, y los cilindros metalizados funcionaran como las paredes laterales de dicha guía, evitando esto, que existan corrientes que circulen en el eje z . Véase Figura 2.3.1-21., por lo tanto, los modos que deben ser empleados en este tipo de estructuras serán los de la forma TE_{m0} .

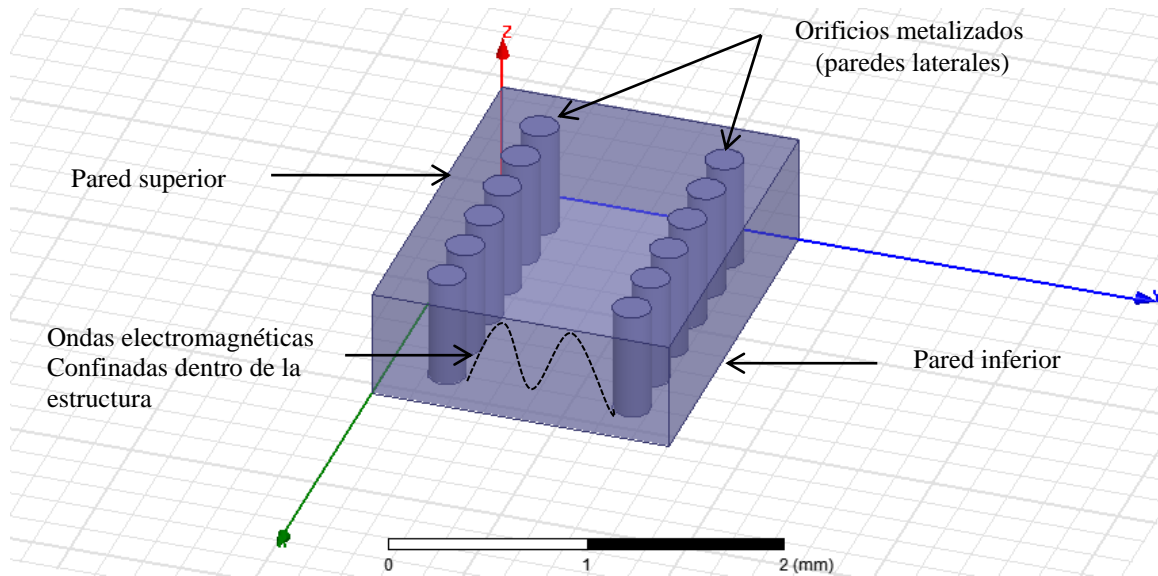


Figura 2.3.1-21 Características guía SIW

Como ya sea comentado anteriormente, los cilindros equivalen a las paredes laterales de una guía de onda convencional y son equivalentes eléctricamente a dichas paredes metálicas, si bien, la anchura de la guía de onda equivalente es, en general, diferente de la distancia entre los centros de los cilindros que conforman las filas que hacen las paredes laterales a_r . Así pues, se puede establecer una relación entre ambas definiendo el parámetro k . ([8]).

$$k = \frac{a_{eq}}{a_{SIW}} \quad (2-71)$$

Donde a_{eq} es la anchura de la guía de ondas equivalente y a_{SIW} es la distancia entre las filas de los postes. Ver Figura 2.3.1-22

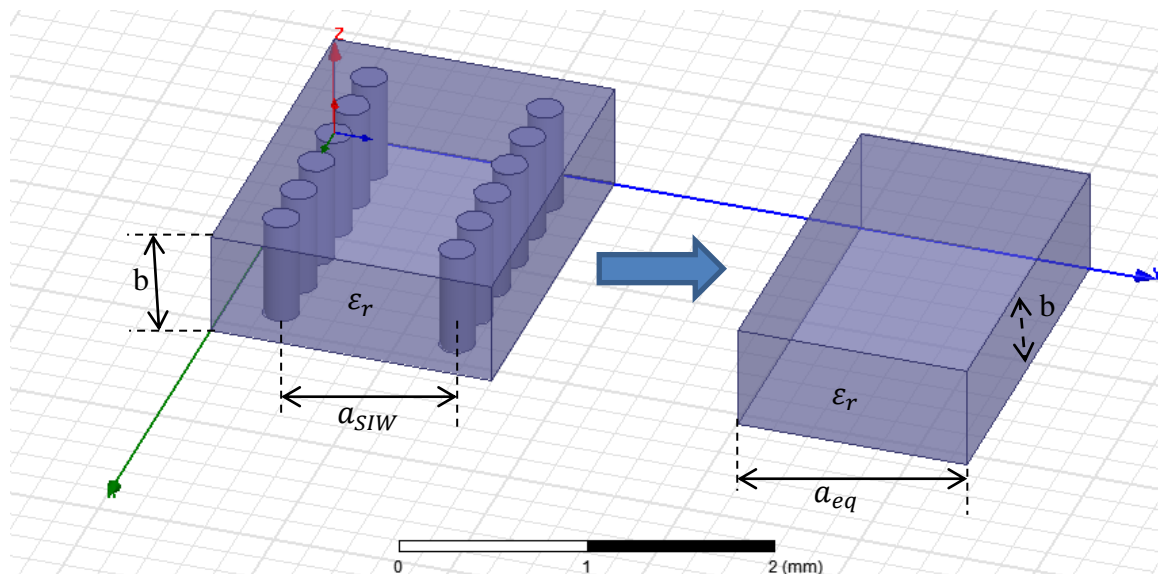


Figura 2.3.1-22 Equivalencia entre guía convencional y SIW

Las curvas para los diferentes valores de k , pueden verse en la Figura 2.3.1-23[8], donde el parámetro k viene dado en función de la distancia entre dos postes consecutivos de una misma fila y normalizada a la longitud de onda de corte de la guía rectangular equivalente (p/λ_c) y en función del diámetro de los postes normalizado a la longitud de onda de corte (d/λ_c), siendo $\lambda_c = 1/f_c\sqrt{\epsilon_r\epsilon_0\mu_0}$

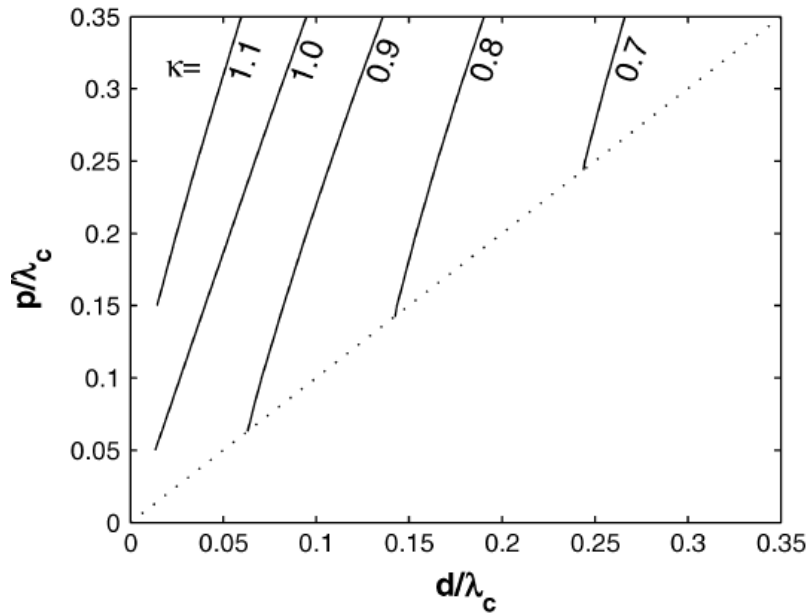


Figura 2.3.1-23 Parámetro K en función de la distancia entre postes y el diámetro de los mismos [8].

Como se puede observar en la figura anterior, la línea delimita una zona que imposibilita la realización física de la estructura por ser mayor el diámetro de los postes que la distancia entre ellos ($d > p$), lo que implicaría que los cilindros se superponen.

Para que el diseño sea equivalente a una guía de onda convencional hay que tener en cuenta una serie de consideraciones:

- Si la distancia entre los postes (p) es excesiva se producirán pérdidas por fugas. Esto imposibilitaría que la estructura funcionase como una guía de ondas.

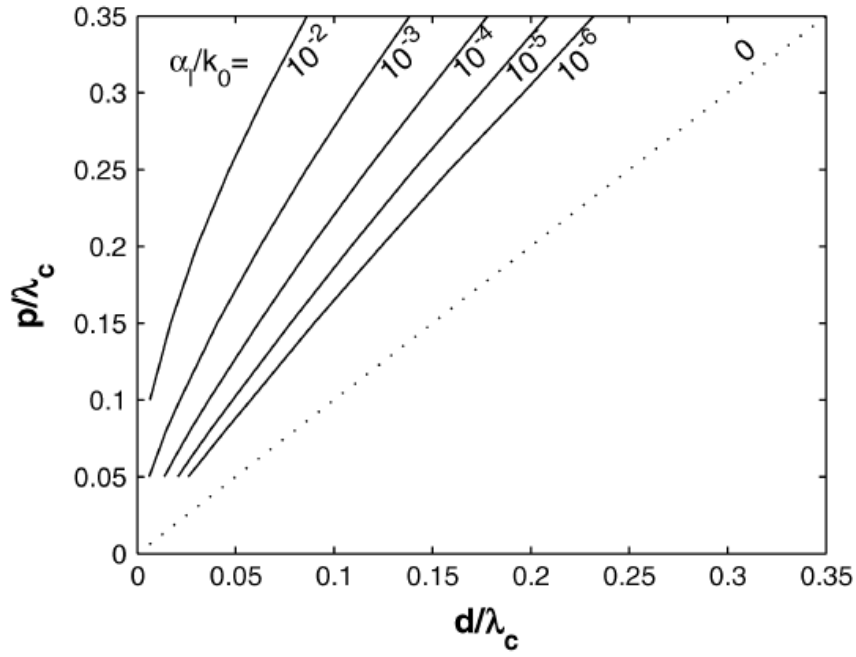


Figura 2.3.1-24 Pérdidas por fugas [8]

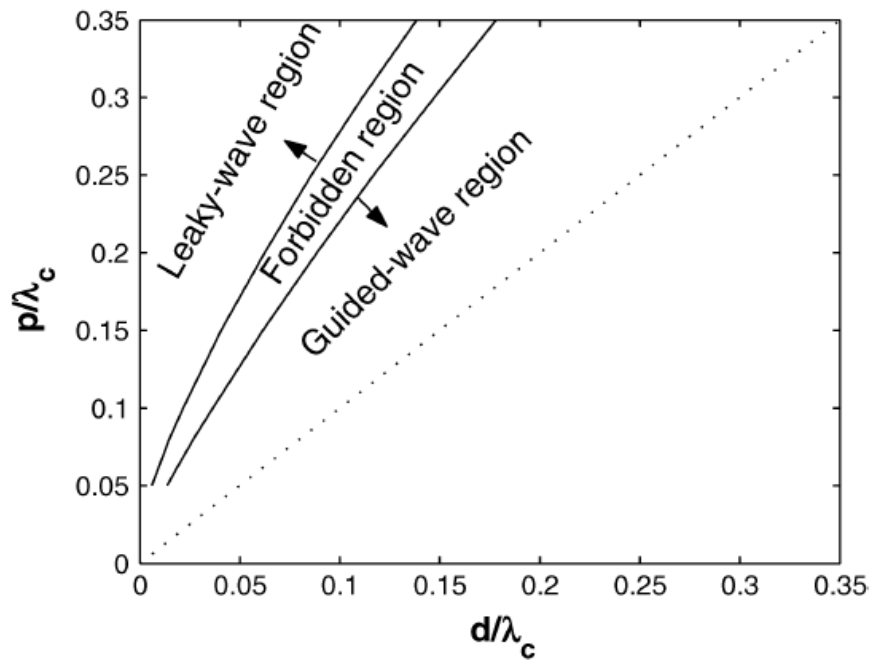


Figura 2.3.1-25 Regiones de operación [8]

En la Figura 2.3.1-24 se puede ver las curvas que representan dichas pérdidas por fugas. Y en la Figura 2.3.1-25 se observa las diferentes regiones en las que podemos clasificar la estructura en función del diámetro de los postes y de la distancia entre ellos.

Para que la estructura que se quiere diseñar se pueda utilizar con una guía de onda, las pérdidas han de ser bajas y por lo tanto debemos escoger los parámetros d y p para que nos encontremos en la región Guided-wave de la Figura 2.3.1-25

Otras de las condiciones a tener en cuenta es:

- El denominado *efecto de bandgap*, el cual es muy habitual en estructuras periódicas. Son incrementos en las pérdidas que se producen debido a la periodicidad de la estructura. Estos picos se sitúan en $\beta\pi = n\pi$, para evitarlo deberemos hacer que el primer bandgap aparezca al borde del ancho de banda monomodo de trabajo de la guía SIW ($k_0 = 2k_c$). La condición necesaria para que este se dé será:

$$\frac{p}{\lambda_c} = \frac{1}{2\sqrt{3}} \quad (2-72)$$

Con lo mencionado anteriormente se establecerán unas reglas de diseño que permitirán definir una región en la que encontrar valores válidos para el diámetro de los postes y la separación entre los mismos.

Estas reglas serán las siguientes:

$$p > d \quad (2-73)$$

$$\frac{p}{\lambda_c} < 0,25 \quad (2-74)$$

$$\frac{\alpha_l}{k_0} < 10^{-4} \quad (2-75)$$

$$\frac{p}{\lambda_c} > 0,05 \quad (2-76)$$

La ecuación (2-73) indica la posibilidad de fabricar una estructura en la que el diámetro de los postes sea mayor que la distancia entre estos. La ecuación (2-74) permite evitar el bandgap. La ecuación (2-75) permite que la estructura actúe como una guía de onda, ya que las pérdidas por fugas deben ser bajas. Y finalmente la ecuación (2-76) busca minimizar el número de cilindros que se usan.

2.4 Tecnología Microstrip

La línea microstrip, utilizada para transportar señales de microondas, es uno de los tipos de líneas de transmisión planares más utilizadas debido a que se puede fabricar mediante

un proceso fotolitográfico o con placas de circuito impreso, así como a su fácil integración con otros dispositivos pasivos y activos de microondas. Para este proyecto éstas líneas microstrip nos resultarán útiles, pues permiten acoplar la energía a las cavidades resonantes del filtro implementado en tecnología de guía de ondas integrada en sustrato y nos permitirá el montaje de los conectores.

Su geometría está basada en un conductor muy fino de espesor t y ancho W , separado de un plano de masa por un sustrato de espesor h y permitividad ϵ_r . Véase Figura 2.3.1-26

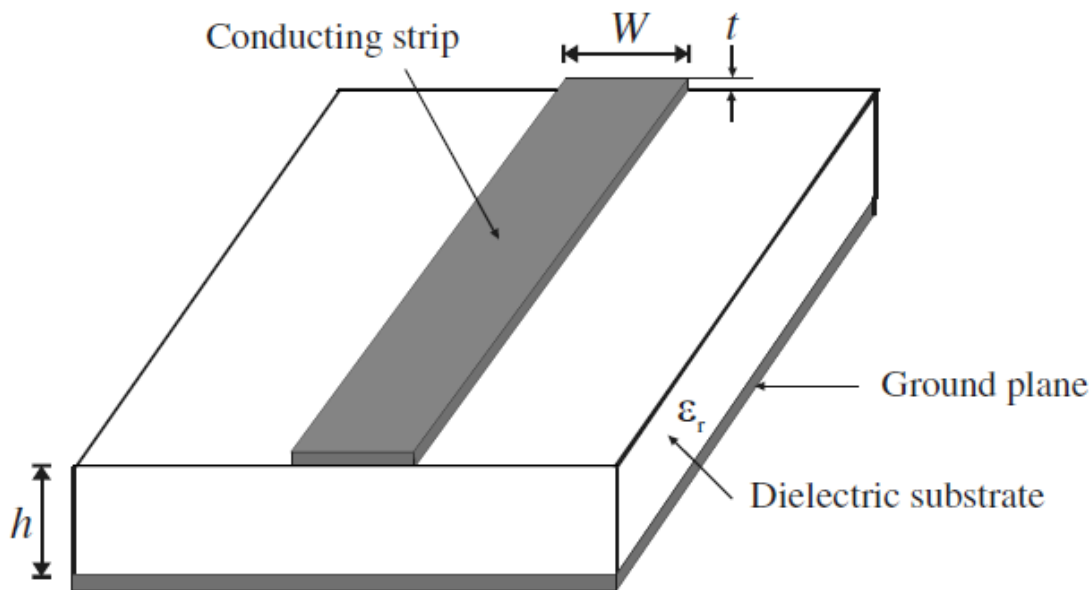


Figura 2.3.1-26 Geometría de una línea microstrip [3]

La mayor parte de las líneas de campo están contenidas dentro del sustrato, pero hay una pequeña parte que aparecen en la parte superior, en la región de aire, esto es debido a la presencia del dieléctrico y especialmente al hecho de que éste no cubra la zona superior. Ver Figura 2.4-27

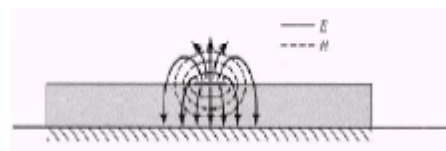


Figura 2.4-27 Propagación de los campos en una línea microstrip [1]

Por lo tanto, habrá una gran parte del campo que viajará por dentro del dieléctrico a velocidad $c/\sqrt{\epsilon_r}$, pero por otra parte viajará por el aire a velocidad c . De este modo es imposible tener un modo TEM puro, si bien, se puede realizar una aproximación por

medio de la teoría de circuitos y definir lo que se denomina un modo *cuasi*-TEM. Por lo tanto, en una estructura no homogénea como es la línea microstrip, que posee dos conductores, existe un modo guiado con frecuencia de corte nula que puede considerarse prácticamente como un modo TEM, ya que la componente longitudinal es muy pequeña frente a la componente transversal. Este modo cuasi-TEM, tendrá velocidad de fase y una constante de propagación que se definen de la siguiente manera:

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{ef}}} \quad (2-77)$$

$$\beta = k_0 \sqrt{\epsilon_{ef}} \quad (2-78)$$

Siendo ϵ_{ef} la constante dieléctrica efectiva de la línea microstrip. Ya que la parte de las líneas de campo se encuentra en el dieléctrico y otra parte en el aire, esta constante cumple con la relación:

$$1 < \epsilon_{ef} < \epsilon_r \quad (2-79)$$

2.4.1 Características fundamentales

La constante dieléctrica efectiva de una línea microstrip puede aproximarse ([3], Capítulo4) como:

$$\epsilon_{ef} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12h/W}} \quad (2-80)$$

Esta constante dieléctrica efectiva puede interpretarse como la constante dieléctrica de un medio homogéneo que reemplaza a las regiones de aire y dieléctrico de una línea microstrip.

Conocidas las dimensiones de la línea microstrip puede conocerse la impedancia característica de la manera siguiente: ([3], Capítulo4)

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{ef}}} \ln \left(\frac{8h}{W} + \frac{W}{4h} \right) & \text{para } W/h \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{ef}} [W/h + 1.393 + 0.667 \ln(W/h + 1.444)]} & \text{para } W/h \geq 1 \end{cases} \quad (2-81)$$

Si lo que se conoce es la impedancia característica de la línea Z_0 y la constante dieléctrica ϵ_r , se puede establecer la relación W/h de la siguiente forma:

$$\frac{W}{h} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} & \text{para } W/h < 2 \\ \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0,39 - \frac{0,61}{\epsilon_r} \right\} \right] & \text{para } W/h > 2 \end{cases} \quad (2-82)$$

donde:

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r - 2} \left(0,23 + \frac{0,11}{\epsilon_r} \right) \quad (2-83)$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2-84)$$

Considerando la línea microstrip con un modo cuasi- TEM, la atenuación debida a las pérdidas en el dieléctrico viene dada como:

$$\alpha_d = \frac{k_0 \epsilon_r (\epsilon_{ef} - 1) \tan \delta}{2\sqrt{\epsilon_{ef}} (\epsilon_r - 1)} \text{ Np/m} \quad (2-85)$$

siendo δ la tangente de pérdidas del dieléctrico. Por otro lado, las pérdidas en el conductor pueden ser calculadas de manera aproximada según la siguiente ecuación:

$$\alpha_c = \frac{R_s}{Z_0 W} \text{ Np/m} \quad (2-86)$$

donde $R_s = \sqrt{\omega\mu_0/2\sigma}$ es la resistividad superficial del conductor. Cabe decir que en la mayoría de las líneas microstrip predominan las pérdidas en el conductor sobre las pérdidas en el dieléctrico.

2.4.2 Transición línea microstrip – guía de ondas integrada en sustrato.

La línea microstrip, tal y como se ha dicho anteriormente, sirve para introducir y extraer energía al filtro.

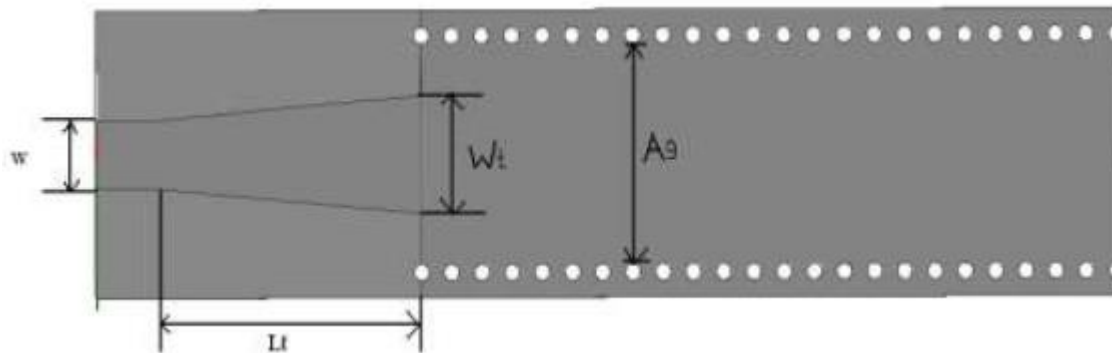


Figura 2.4.2-28 Transición entre una línea microstrip y una SIW (taper) [10]

La transición que aparece en la Figura 2.4.2-28 a) se denomina taper. Esta configuración es utilizada para realizar filtros in-line con guías de onda integradas en sustrato. Para que la adaptación de la onda a la guía de ondas integrada en sustrato sea la correcta deben cumplirse las siguientes reglas (ver [10]):

$$\frac{W_T}{(a_{eq})} \approx 0,4 \quad (2-87)$$

$$\frac{\lambda_g}{2} < L_T < \lambda_g \quad (2-88)$$

Esto provoca que haya que añadir un tramo de línea de longitud considerable (mayor de $\lambda_g/2$) y un pequeño tramo de guía de ondas integrada en sustrato antes de primer resonador, por lo que el tamaño de la estructura se incrementará.

La longitud del taper vendrá dada por (ver [12]):

$$L_T = \frac{n\lambda_g}{4} \quad n = 1, 2, 3, 4 \dots \quad (2-89)$$

Capítulo 3

Diseño y simulación del filtro con elementos concentrados

3.1 Introducción

En este capítulo se mostrará el proceso de realización del filtro, en base a la teoría descrita en los capítulos precedentes. Se mostrará el diseño y simulación del filtro paso-banda con elementos concentrados y posteriormente con elementos distribuido. Para realizar las diferentes simulaciones que se mostrarán en este apartado se ha utilizado el programa ADS (*Advanced Design System*).

3.1.1 Especificaciones del diseño

- Frecuencia central $f_0 = 10 \text{ Ghz}$.

- Ancho de Banda $BW = 200 \text{ Mhz}$ $\left\{ \begin{array}{l} \text{- Frecuencia de corte inferior } f_{p1} = 9.9 \text{ Ghz} \\ \text{- Frecuencia de corte superior } f_{p2} = 10.1 \text{ Ghz} \end{array} \right.$

- Pérdidas de retorno en la banda de paso $Lr = -20 \text{ dB}$.
- Impedancia normalizada $Z_0 = 50 \Omega$
- Orden del filtro $n = 5$

3.1.1.1 Diseño y simulación del filtro mediante elementos concentrados

El primer paso es identificar el filtro paso bajo con respuesta de Chebyshev generalizada, mediante la normalización en frecuencia (ver 2.1), para ello se determinará la frecuencia central ω_0 en el eje angular de frecuencia ω y el ancho de banda relativo Δ .

$$\omega_0 = 2\pi \sqrt{f_{p1}f_{p2}} = 62.83 \times 10^9 \text{ rad/s} \quad (3-1)$$

$$\omega_{s1} = 2\pi f_{p1} \quad (3-2)$$

$$\omega_{s2} = 2\pi f_{p2} \quad (3-3)$$

$$\Delta = \frac{\omega_{s2} - \omega_{s1}}{\omega_0} = 0.02 \quad (3-4)$$

$$|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2 = |S_{12}|^2 + |S_{22}|^2 \rightarrow S_{21} = 0.043 = \alpha_p \quad (3-5)$$

Como ya está fijado el orden del filtro y además se tiene el valor de α_p se obtienen los valores de los componentes de la red. Para ello se usan las fórmulas que se han descrito en el Apartado 2.1.3.1¹.

Tabla 3.1.1.1-3 Parámetros Filtro Chebyshev

| Parámetros filtro Chebyshev | | | | | |
|-----------------------------|----------------|----------------|----------------|----------------|---------------|
| $g_1 = 0,9705$ | $g_2 = 1,3720$ | $g_3 = 1,8005$ | $g_4 = 1,3720$ | $g_5 = 0,9705$ | $g_6 = 1.000$ |

Se calculan los valores de los elementos para el filtro, para ello se usan las siguientes fórmulas. Ver Apartado 2.1.3.1

$$L2 = L4 = \left(\frac{\Omega_c}{\omega_c}\right) g_n z_0 = 1.092 \times 10^{-9} \text{ H} = 1.0919 \text{ nH} \quad (3-6)$$

¹ Para todos estos cálculos se ha usado la siguiente hoja Excel [Cálculos coeficientes Chebyshev e inversores.xlsx](#)

$$C1 = C5 = \left(\frac{\Omega_c}{\omega c} \right) \frac{g_n}{Z_o} = 3.092 \times 10^{-13} \text{ F} = 0,3092 \text{ pF} \quad (3-7)$$

$$C2 = \left(\frac{\Omega_c}{\omega c} \right) \frac{g_n}{Z_o} = 5.73 \times 10^{-13} \text{ F} = 0,5734 \text{ pF} \quad (3-8)$$

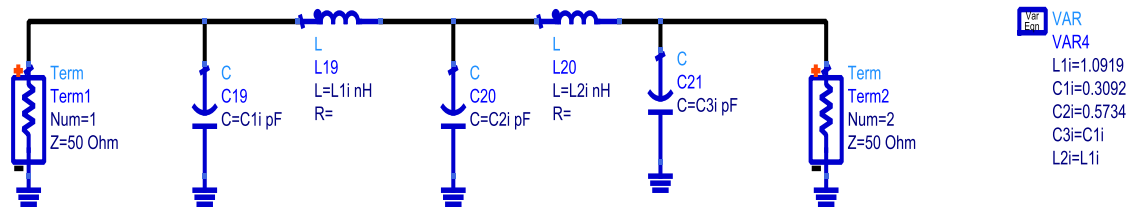


Figura 3.1.1.1-29 Filtro paso bajo de orden $n=5$

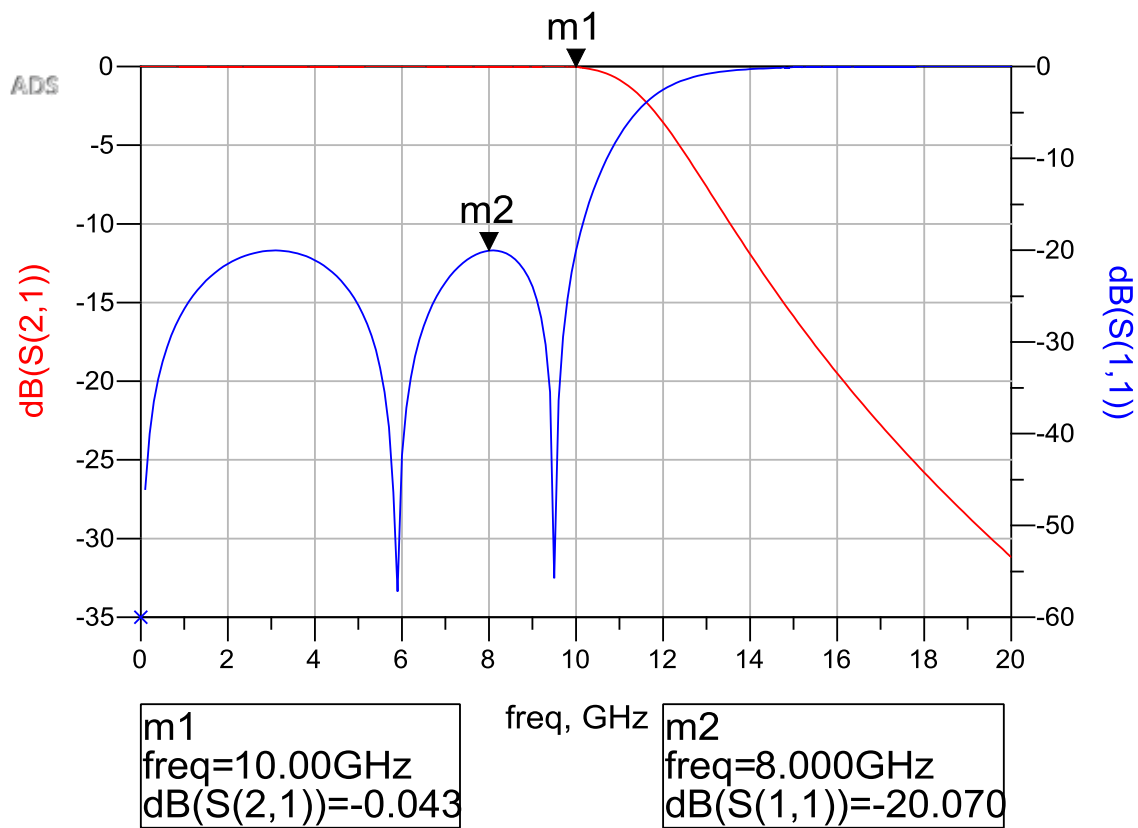


Figura 3.1.1.1-30 Respuesta en frecuencia del filtro paso bajo $n=5$

El siguiente paso será determinar los elementos finales del filtro paso banda partiendo del prototipo paso bajo de la Figura 3.1.1.1-29

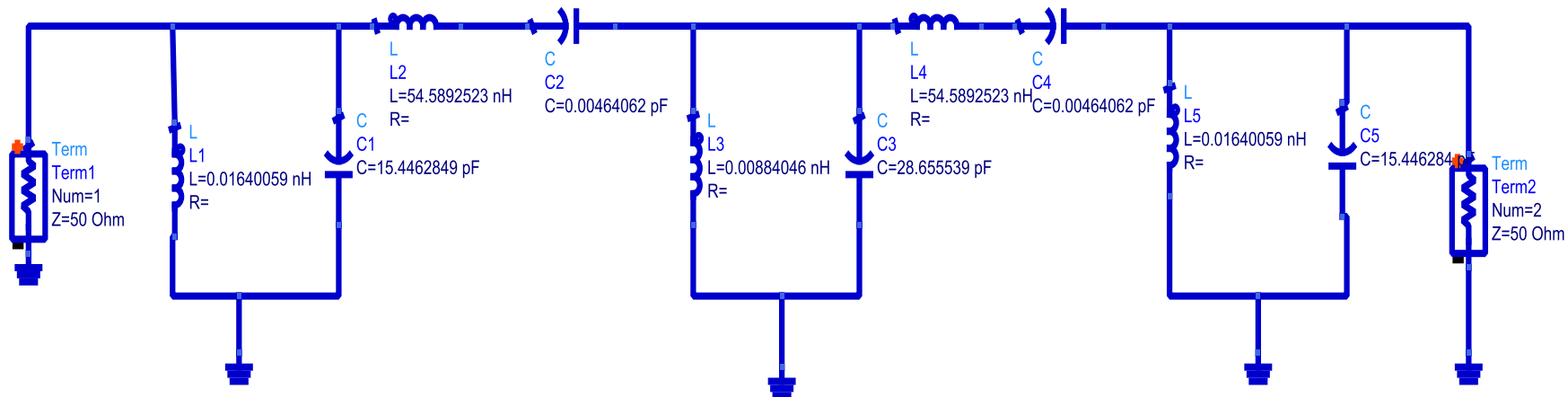


Figura 3.1.1.1-31 Filtro paso banda

Para hacer las transformaciones de los elementos se han utilizado las ecuaciones del Apartado 2.1.4.1 Figura 2.1.5.1-10

$$L1 = L5 = \frac{\Delta zo}{\omega o g1} = 0,0164 \text{ nH} \quad (3-9)$$

$$L2 = L4 = \frac{g2 zo}{\omega o \Delta} = 54,5892 \text{ nH} \quad (3-10)$$

$$L3 = \frac{\Delta zo}{\omega o g3} = 0,0088 \text{ nH} \quad (3-11)$$

$$C1 = C5 = \frac{g1}{\omega o \Delta zo} = 15,4462 \text{ pF} \quad (3-12)$$

$$C2 = C4 = \frac{\Delta}{g2 \omega o zo} = 0,0046 \text{ pF} \quad (3-13)$$

$$C3 = \frac{g3}{\omega o \Delta zo} = 28,6555 \text{ pF} \quad (3-14)$$

La respuesta en frecuencia obtenida será la de la siguiente figura:

Filtro paso banda con elementos concentrados

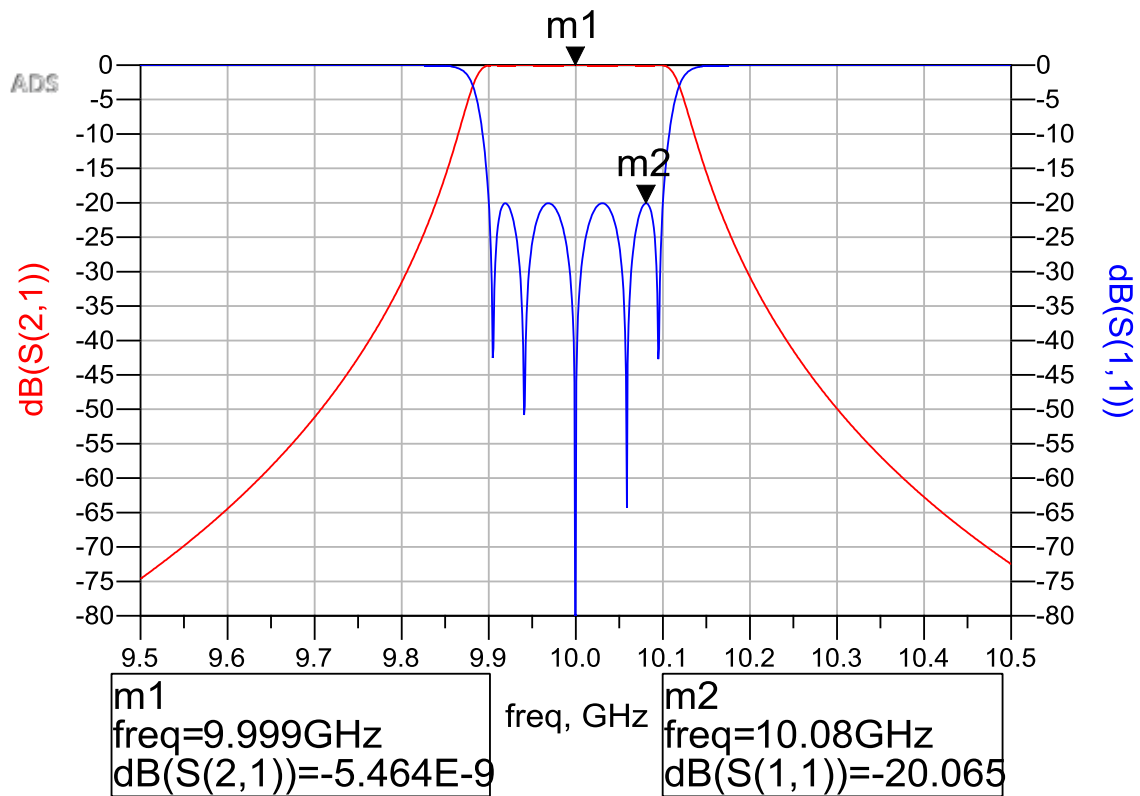


Figura 3.1.1.1-32 Respuesta en frecuencia del filtro paso banda

En esta figura podemos observar que el filtro cumple con las condiciones inicialmente establecidas. BW de 20 MHz y unas pérdidas de retorno de -20dB en la banda de paso

3.1.1.2 Diseño de filtros con inversores de impedancia

La estructura la Figura 3.1.1.1-31 presenta una serie de problemáticas para llevar a la práctica su diseño a frecuencias de microondas. Por ello, se utilizará un método alternativo en el cual se implementará el circuito con un único tipo de resonador serie, haciendo uso de inversores de impedancia K.

El diseñador puede escoger el valor el parámetro x_{oi} (pendiente de los resonadores), de forma que posteriormente estos resonadores puedan ser sintetizados con elementos distribuidos. En esta fase el filtro sigue estando compuesto por elementos concentrados cuya variación en frecuencia es ideal (por ejemplo los inversores se consideran que tienen un valor K que no varía con la frecuencia), con lo que la respuesta también será ideal.

Para este caso particular se ha optado por los resonadores serie con una pendiente de reactancia de $\pi/2$, que luego corresponderá con líneas de transmisión de longitud $\lambda/2$ en abierto, por lo tanto los valores de las bobinas y condensadores de todo el circuito tienen el mismo valor, correspondientes a la expresión (Ver ecuaciones (3-15) y (3-16))

$$L_i = \frac{x_{oi}}{\omega_0} = \frac{\pi/2}{2\pi \cdot 10 \text{ GHz}} = 2,5 \times 10^{-11} \text{ H} = 25 \text{ pH} \quad (3-15)$$

$$C_i = \frac{1}{x_{oi}\omega_0} = \frac{1}{2\pi \cdot 10 \text{ GHz} \cdot \pi/2} = 10,13 \text{ pF} \quad (3-16)$$

El valor de los inversores será el siguiente Ver Figura 3.1.1.2-33:

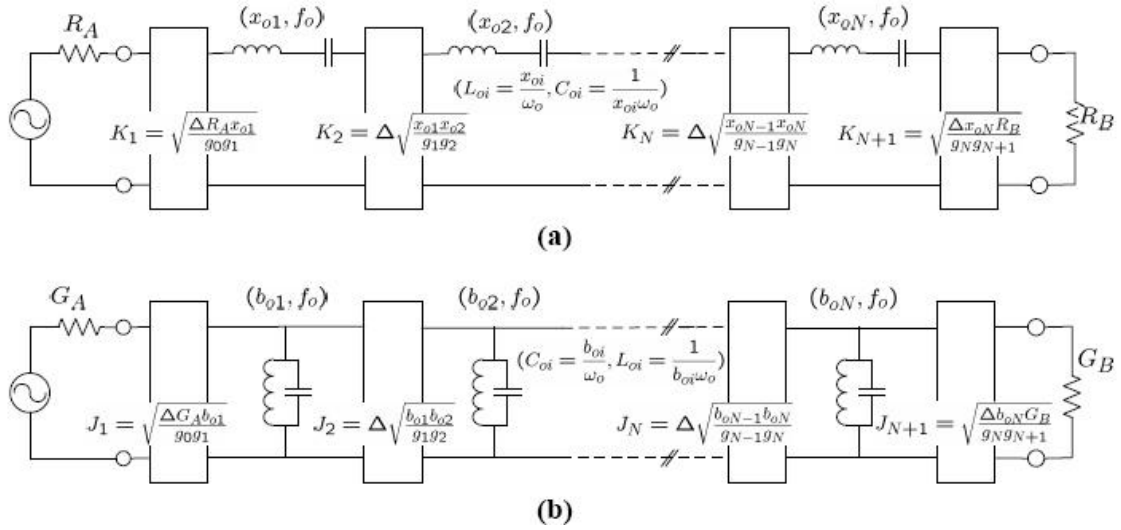


Figura 3.1.1.2-33 Filtro paso bajo con inversores [4]

$$K1 = \sqrt{\frac{\Delta R_A x_{o1}}{g_0 g_1}} = \sqrt{\frac{0.02 \cdot \pi/2}{0,9705}} = 0,1799 \quad (3-17)$$

$$K2 = \Delta \sqrt{\frac{x_{o1} x_{o2}}{g_1 g_2}} = 0.02 \sqrt{\frac{\pi/2^2}{0,9705 \cdot 1,3720}} = 0,0272 \quad (3-18)$$

$$K3 = \Delta \sqrt{\frac{x_{o2} x_{o3}}{g_2 g_3}} = 0.02 \sqrt{\frac{\pi/2^2}{1,3720 \cdot 1,8005}} = 0,0199 \quad (3-19)$$

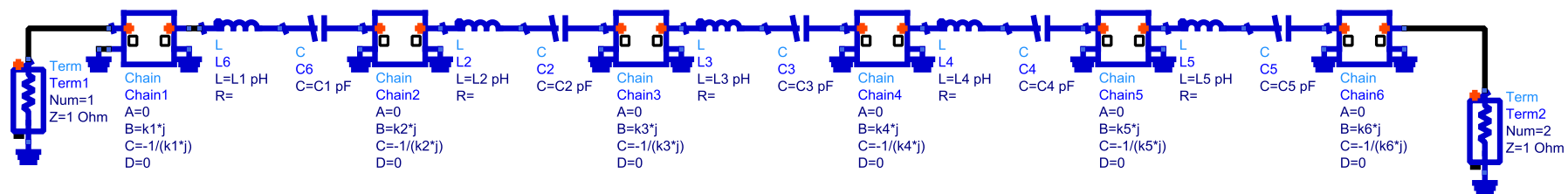
$$K4 = \Delta \sqrt{\frac{x_{o3} x_{o4}}{g_3 g_4}} = 0.02 \sqrt{\frac{\pi/2^2}{1,8005 \cdot 1,3720}} = 0,0199 \quad (3-20)$$

$$K5 = \Delta \sqrt{\frac{x_{o4} x_{o5}}{g_4 g_5}} = 0.02 \sqrt{\frac{\pi/2^2}{1,3705 \cdot 0,9705}} = 0,0272 \quad (3-21)$$

$$K_6 = \sqrt{\frac{\Delta x_{06} R_B}{g_5 g_6}} = \sqrt{\frac{0.02 \pi/2}{0.9705}} = 0.1799 \quad (3-22)$$

Donde R_A y $R_b = 1\Omega$

En la siguiente figura se muestra el circuito equivalente con inversores de impedancia.



VAR
VAR1
k1=0.1798
k2=0.0272
k3=0.01999
k4=k3
k5=k2
k6=k1

VAR
VAR2
L1=25
C1=10.13
C2=10.13
C3=10.13
C4=10.13
C5=10.13
L2=25
L3=25
L4=25
L5=25

Figura 3.1.1.2-34 Filtro con inversores de impedancia

La respuesta en frecuencia que obtenida será igual que la del filtro paso banda, por lo que se puede comprobar que ambos filtros son equivalente.



Figura 3.1.1.2-35 Respuesta en frecuencia Filtro con inversores de impedancia

3.1.1.3 Diseño de filtros con inversores de impedancia y tramos de líneas $\lambda/2$.

El siguiente paso es realizar el filtro con elementos distribuidos. Esto se hace, debido a que los elementos concentrados son muy difíciles de realizar a las frecuencias de microondas, por lo que se procederá a realizar el diseño del filtro mediante líneas de transmisión de una longitud que corresponderá posteriormente con guías de onda rectangulares. Como se describió en el apartado 2.1.6, los resonadores tienen dos maneras de realizarse, en este caso se escogerán las líneas de transmisión de $\lambda/2$.

Se realizara el filtro con inversores de impedancia y tramos de línea en $\lambda/2$, para ello se sustituirán los resonadores serie por los tramos de línea comentados anteriormente con un pendiente de resonancia de $\pi/2$ y una impedancia de línea $Z_0 = 1$. Ver Apartado 2.1.6.1

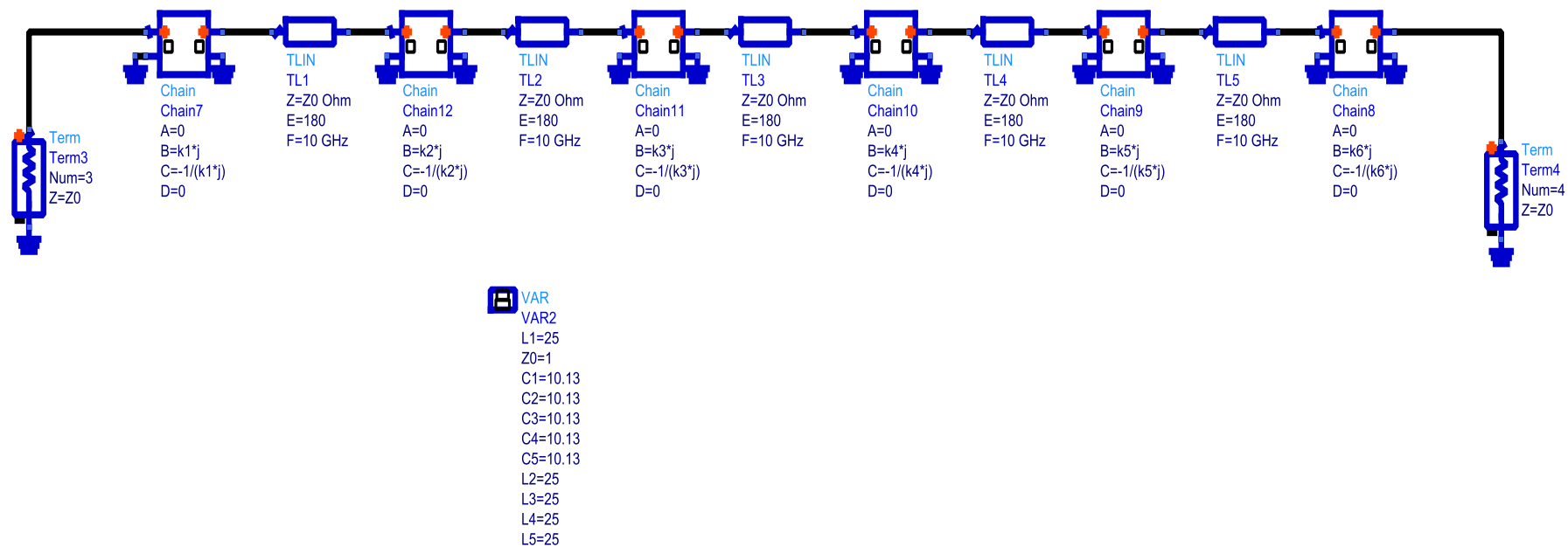


Figura 3.1.1.3-36 Filtro inversores de impedancia y tramos de línea $\lambda/2$

Como podemos observar en la Figura 3.1.1.3-37 la respuesta que se obtiene es idéntica a la de la Figura 3.1.1.2-35. Si se superponen ambas respuestas en frecuencia, sería casi imposible distinguir una de la otra, ver Figura 3.1.1.3-38

Filtro inversores de impedancia y tramos de línea lambda/2

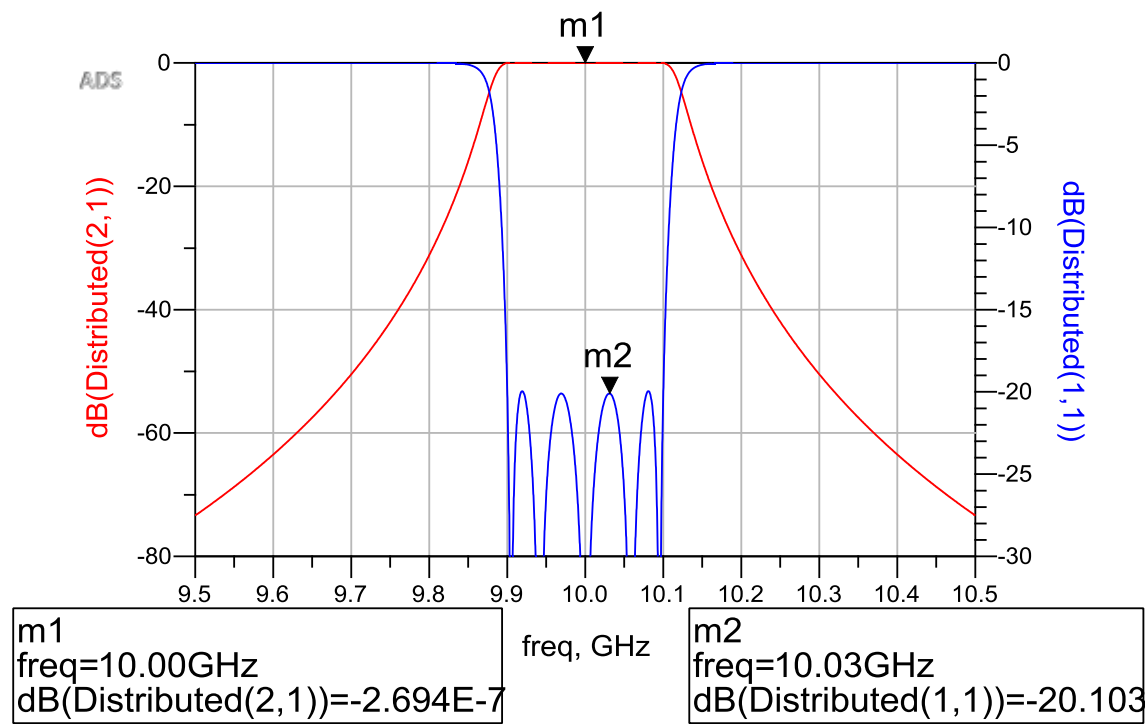


Figura 3.1.1.3-37 Respuesta en frecuencia del filtro con inversores de impedancia y tramos de línea en $\lambda/2$

Filtro paso bajo vs Filtro inversores y resonadores
vs Filtro inversores y tramos de línea $\lambda/2$

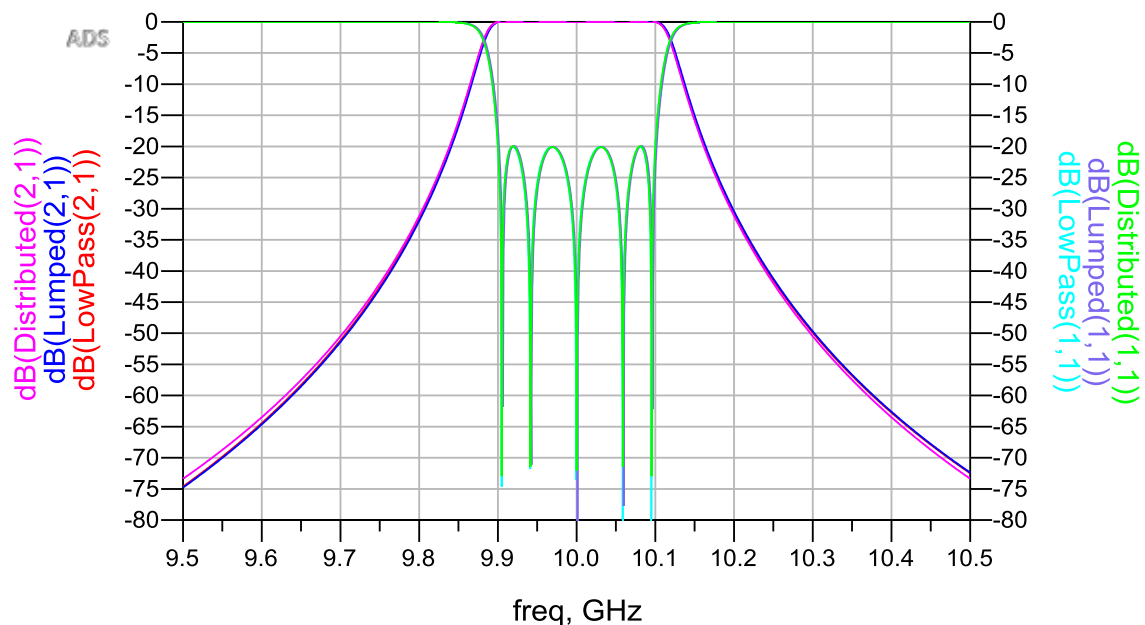


Figura 3.1.1.3-38 Respuesta en frecuencia de un filtro paso bajo vs filtro con inversores de impedancia y resonadores serie vs filtro inversores de impedancia y tramos de línea $\lambda/2$

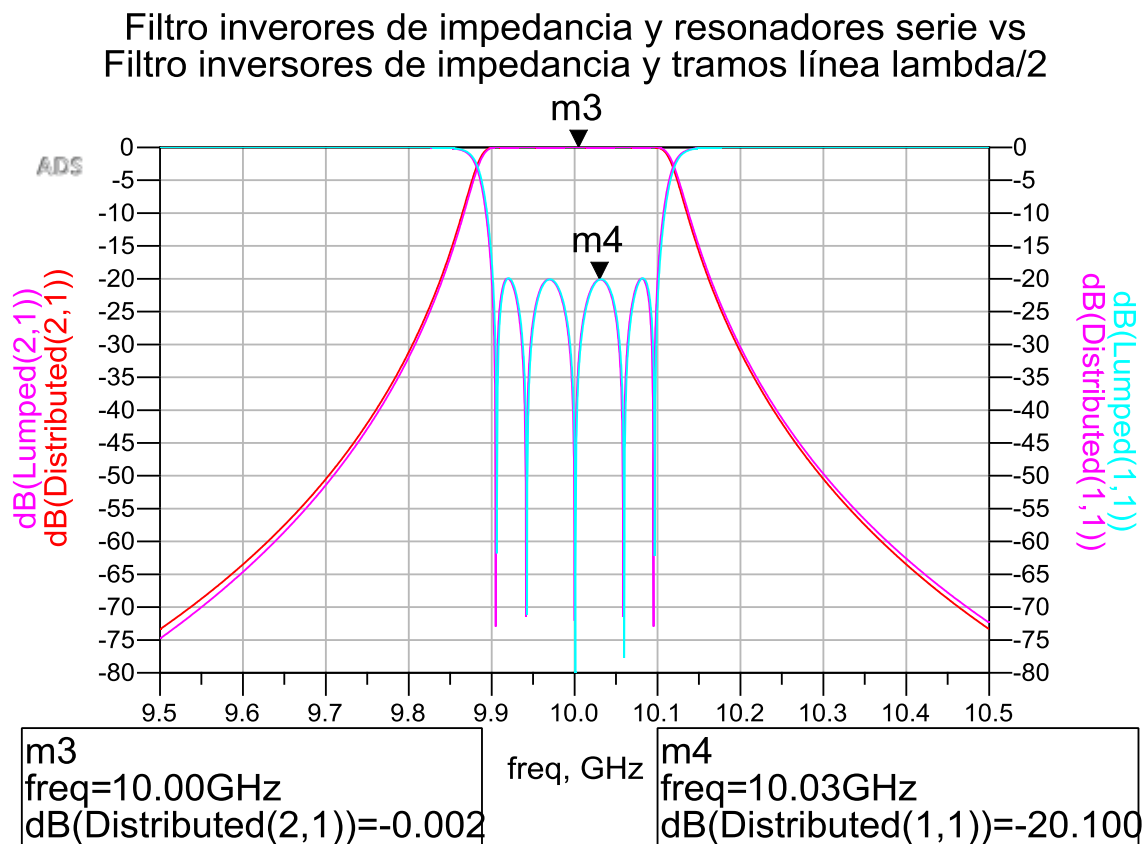


Figura 3.1.1.3-39 Respuesta en frecuencia de un filtro con inversores de impedancia y resonadores serie vs filtro inversores de impedancia y tramos de línea $\lambda/2$

Capítulo 4

Ajustes por Dispersión

4.1 Introducción

Debido a que los filtros con elementos concentrados no presentan dispersión, al pasar de dichos filtros a los filtros implementados con guías de onda rectangulares tendremos que tener en cuenta una serie de consideraciones.

Los modos que se propagaran por la guía rectangular serán los TE_{nm} , (como ya vimos en el Capítulo 2 Apartado 2.2). Estos modos sólo se propagaran a partir de una frecuencia, f_c (frecuencia de corte). Para la guía rectangular el modo $TE_{1,0}$ es el que tiene menos frecuencia de corte y se suele referir a él como el modo fundamental o dominantes. Esto significa que el modo $TE_{1,0}$ puede propagarse sin atenuación en una guía de ondas rectangular mientras que los demás modos se desvanecen si la frecuencia de trabajo es menor que la frecuencia de corte del resto de modos.

La ventaja de trabajar solo con el modo fundamental es que se elimina la dispersión intermodal que se producirá en la señal de entrada en la guía, pero aun así, la señal de salida presentará una distorsión producida por la constante de propagación que no es lineal con la frecuencia, como podemos observar en la Figura 3.1.1.3-40.

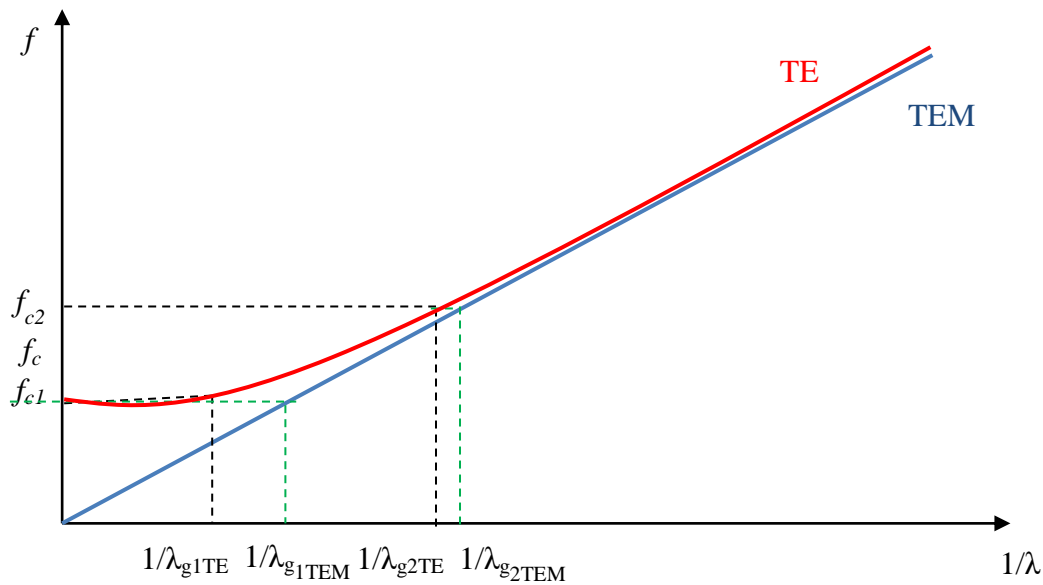


Figura 3.1.1.3-40 Diagrama de dispersión

Como se puede observar en la figura Figura 3.1.1.3-40, las longitudes de onda para el BW serán diferentes que en el caso del modo TEM, por lo tanto se deberán volver a repetir los cálculos para el último de los filtros realizado en el Capítulo anterior, con estas nuevas longitudes de onda, sabiendo que para una guía rectangular la longitud de onda viene dada por la ecuación (2-67)

Por lo tanto, las nuevas longitudes de onda serán:

$$\lambda'_{g1TE01} = \frac{3 \times 10^8 \text{ m/s}}{10,1 \times 10^9 (\sqrt{1 - (6,66 \times 10^9 / 10,1 \times 10^9)^2}) \text{ Hz}} = 0,0395 \text{ m} \quad (4-1)$$

$$\lambda'_{g2TE01} = \frac{3 \times 10^8 \text{ m/s}}{9,9 \times 10^9 (\sqrt{1 - (6,66 \times 10^9 / 9,9 \times 10^9)^2}) \text{ Hz}} = 0,0409 \text{ m} \quad (4-2)$$

Una vez que halladas las nuevas longitudes de onda se podrán hallar las frecuencias del límite de la banda de paso equivalente en un filtro realizado con líneas TEM sin dispersión:

$$f'_c = \frac{c}{\lambda'_g} \quad (4-3)$$

Por lo tanto se tiene que el filtro equivalente realizado con línea TEM tendrá que tener la siguiente banda de paso:

$$f'_{c1} = \frac{3 \times 10^8 \text{ m/S}}{0,0395 \text{ m}} = 7,6950 \text{ GHz} \quad (4-4)$$

$$f'_{c2} = \frac{3 \times 10^8 \text{ m/S}}{0,0409 \text{ m}} = 7,3350 \text{ GHz} \quad (4-5)$$

Una vez hallados estos valores, se volverán a calcular los valores de los inversores de impedancia usando las ecuaciones (3-17), (3-18), (3-19), (3-20), (3-21), (3-22) obteniendo así lo siguiente:

Tabla 4.1-4 Valores inversores de Impedancia

| Inversores de Impedancia (K) ² | | | | | |
|---|-------|-------|-------|-------|--------|
| K1 | K2 | K3 | K4 | K5 | K6 |
| 0,2414 | 0,049 | 0,036 | 0,036 | 0,049 | 0,2414 |

² Para todos estos cálculos hemos usado la siguiente hoja Excel [Calculos coeficientes Chebyshev e inversores.xlsx](#)

Capítulo 5

Diseño y simulación del filtro en guía de onda rectangular

5.1 Introducción

Después de hacer el diseño del filtro por síntesis de elementos distribuidos como se vio en el capítulo anterior, se establecerá un equivalente entre el circuito sintetizado y la estructura real distribuida, que en nuestro caso será una guía de onda.

5.1.1 Diseño del filtro en guía de onda con irises

Para realizar el diseño de filtro de irises en guía de onda, se combina los inversores de impedancia K con un simulador electromagnético de onda completa. En nuestro caso se utilizará el programa HFSS (High Frequency Structure Simulator) (Ver Apartado 1.3).

El filtro a diseñar consiste en una serie de cavidades resonantes en guía de onda que operaran en el modo $TE_{0,1}$, las cuales estarán separadas entre sí por una serie de irises inductivos. Ver Figura 5.1.1-41

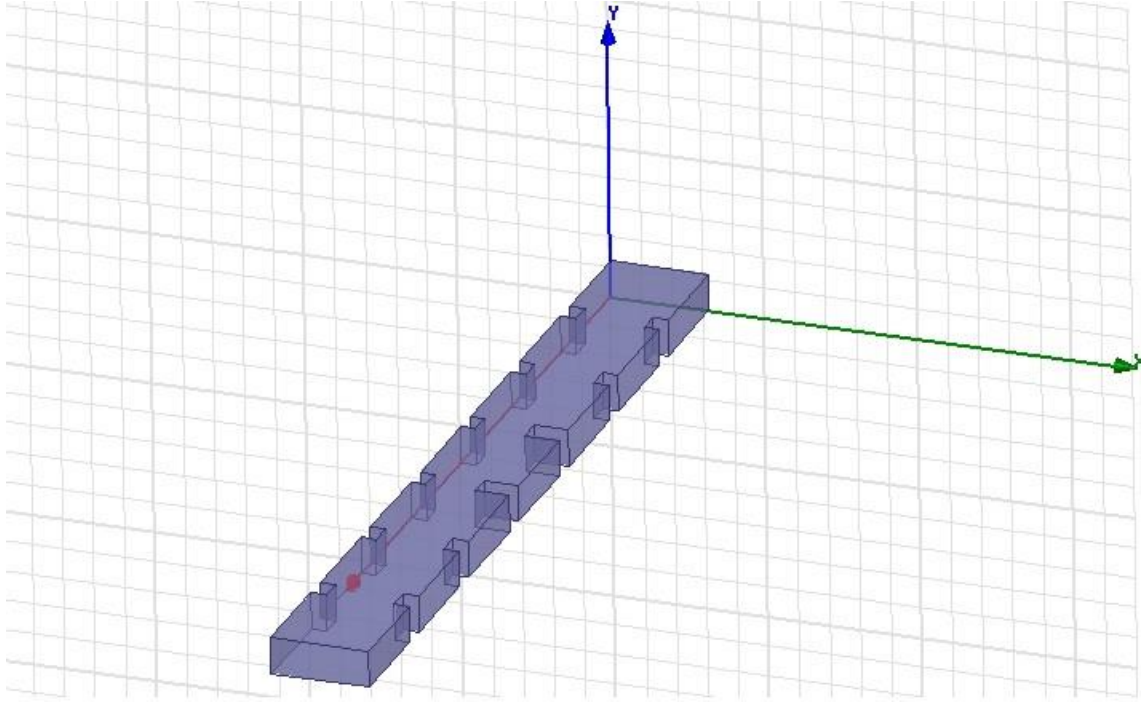


Figura 5.1.1-41 Filtro de iris en guía de onda de orden 6

Lo primero que se hará será elegir el tamaño de guía de onda adecuado. Para ello se buscará una propagación monomodo en la banda de trabajo cuyo modo fundamental será el TE_{10} .

La frecuencia más baja para que un modo se propague viene dada por la siguiente fórmula (como ya se vio en la ecuación (2-66) Apartado 2.2.1):

$$f_{c,1,0} = \frac{c_0}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} k_{c,1,0} \quad (5-1)$$

En nuestro caso, $k_{c,1,0} = \sqrt{\left(\frac{\pi}{a}\right)^2}$, por lo tanto la guía tendrá un ancho de:

$$a = \frac{c_0}{2f_{c,1,0}\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{3 \times 10^8 \text{ m/s}}{2 \times 6,66 \times 10^9 \text{ Hz}} = 0,02252 \text{ m} = 2,25 \text{ cm} \quad (5-2)$$

Siendo $\epsilon_r=1$.

Al tratarse de un modo TE, no nos influirá la altura de la guía, por lo que se tomará un valor arbitrario, por ejemplo, $b=0.8 \text{ cm}$.

La frecuencia para el siguiente modo, será:

$$f_{c,2,0} = \frac{c_0}{a} = \frac{3 \times 10^8 \text{ m/s}}{0,016 \text{ m}} = 13,32 \text{ GHz} \quad (5-3)$$

Cabe destacar que la elección del parámetro a se hace asegurando que a cada lado de la frecuencia de trabajo tenemos una frecuencia de corte del modo superior ($TE_{2,0}$) y del modo fundamental ($TE_{1,0}$), lo suficientemente alejada para que la guía de onda trabaje en monomodo. Ver Figura 5.1.1-42

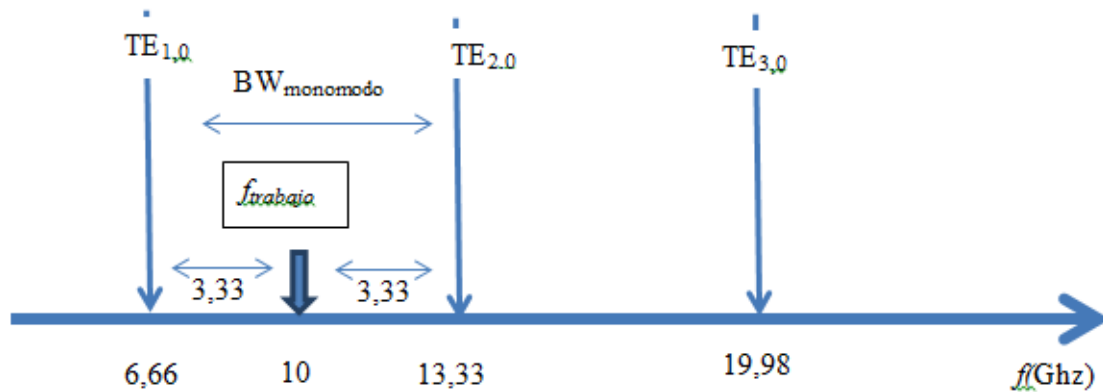


Figura 5.1.1-42 Carta de modos

Los iris, como se puede ver en la figura Figura 3.1.1.3-43 a), están caracterizados por la matriz de parámetros S y su representación circuital es la que podemos ver en la en la misma figura b). Ref. [7]

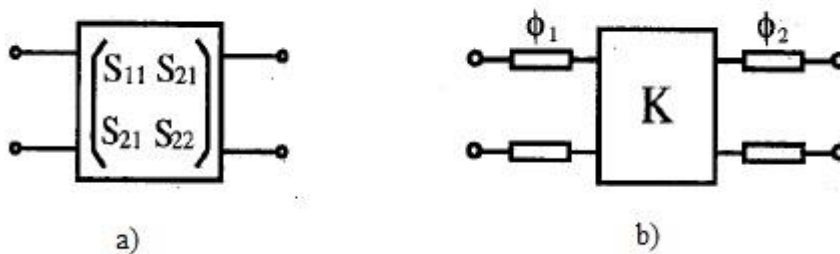


Figura 3.1.1.3-43 Inversor de impedancia. a) Matriz parámetros S b) Representación circuital [8]

Para hallar este equivalente circuital se usarán las siguientes fórmulas:

$$S_{11} = |S_{11}|_{\angle \theta_1} \quad (5-4)$$

$$S_{22} = |S_{11}|_{\angle \theta_2} \quad (5-5)$$

$$\phi_1 = -\frac{1}{2}\theta_1 + \frac{1}{2}\pi \text{ si } n \text{ impar} \quad (5-6)$$

$$\phi_2 = -\frac{1}{2}\theta_2 + \frac{1}{2}\pi \text{ si } n \text{ impar} \quad (5-7)$$

$$K = \sqrt{\frac{1 - |S_{11}|}{1 + |S_{11}|}} \text{ si } n \text{ impar} \quad (5-8)$$

$$\phi_1 = -\frac{1}{2}\theta_1 \text{ si } n \text{ par} \quad (5-9)$$

$$\phi_2 = -\frac{1}{2}\theta_2 \text{ si } n \text{ par} \quad (5-10)$$

$$K = \sqrt{\frac{1 + |S_{11}|}{1 - |S_{11}|}} \text{ si } n \text{ par} \quad (5-11)$$

Por ello, lo que se hará será obtener la matriz de parámetros S del iris. En el Capítulo 3, se obtuvieron la matriz de parámetros ABCD de cada inversor de impedancias (Ver ecuaciones (3-17), (3-18), (3-19), (3-20), (3-21) y (3-22):

$$K_1 = \begin{bmatrix} 0 & K_{1j} \\ -1/K_{1j} & 0 \end{bmatrix} \text{ siendo } K_1 = 0,2414 \quad (5-12)$$

Como se vio en el Capítulo 3 (Ver Apartado 3.1.1.2) los valores de los inversores de impedancia eran simétricos, por lo que $K_1 = K_6$; $K_2 = K_4$ y $K_3 = K_5$.

Usando la función de Matlab³ `acbd2s`, se obtendrá las siguientes matrices de parámetros S correspondientes a las matrices ABCD.

$$S_{K1} = S_{K6} = \begin{pmatrix} -0,8899 & -0,4562i \\ -0,4562i & -0,8899 \end{pmatrix} \quad (5-13)$$

$$S_{K2} = S_{K5} = \begin{pmatrix} -0,9952 & -0,0978i \\ -0,0978i & -0,9952 \end{pmatrix} \quad (5-14)$$

$$S_{K3} = S_{K4} = \begin{pmatrix} -0,9974 & -0,0719i \\ -0,0719i & -0,9974 \end{pmatrix} \quad (5-15)$$

$$S_4 = S_3, S_5 = S_2 \text{ y } S_6 = S_1.$$

³ Herramienta de software matemáticos que ofrece un entorno de desarrollo integrado con un lenguaje de programación propio (lenguaje M). Para más información pueden consultar es.mathworks.com

En los filtros en guía de ondas y microstrip, donde los resonadores se componen de líneas de transmisión, el acoplo entre resonadores puede calcularse directamente a partir de los parámetros S de la discontinuidad entre dos líneas de transmisión. En este caso que se trata, guías de ondas rectangulares, el acoplo entre resonadores se realiza mediante un iris. El circuito equivalente asociado a la discontinuidad formado por el iris tiene la forma de una red de tipo T en el caso de tratarse de una acoplo magnético (Figura 5.1.1-44). Si fuera de tipo eléctrico el circuito [5] equivalente sería de tipo π [Capítulo 2, [5]]

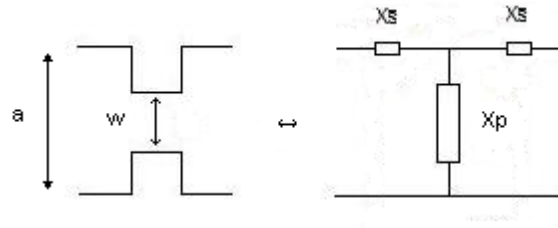


Figura 5.1.1-44 Circuito equivalente a un iris inductor [5]

En un caso ideal donde la estructura del acoplo es sin pérdidas y recíproco, mediante un análisis full-wave (por ejemplo análisis modal, mediante HFSS), se pueden obtener los parámetros S y a partir de ellos el valor del inversor K (si se trata de un acoplo magnético, si no obtendríamos el valor J del inversor) ([13], cap. 3 ;[7])

Hay que mencionar que el inversor que se obtiene no tiene una respuesta igual que a la del iris. Solo coincide en valor absoluto, pues a ambos lados del inversor se le añaden secciones de líneas de transmisión (guía de onda rectangular) que solo afectan a la fase de la respuesta como se observa en la Figura 5.1.1-45

A fin de conseguir tener la misma respuesta en fase entre un iris y un inversor, habría que variar las longitudes de las cavidades adyacentes.

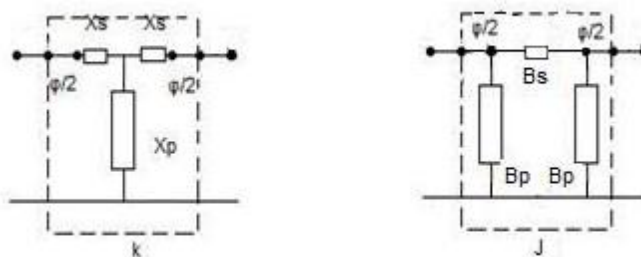


Figura 5.1.1-45 Circuitos equivalentes de los inversores de impedancia y admitancia ([6]Cap. 14)

Por lo tanto, para diseñar los iris mediante los valores de los inversores de impedancia obtenido en el capítulo anterior, se procederá a variar la apertura del iris W y mediante el simulador HFSS, se obtendrán los parámetros S, como se puede ver en la Figura 5.1.1-47.

Una vez que obtenidos estos valores, se construirá una curva en la que podremos ver K vs W .

El valor del espesor de los iris (la longitud de la discontinuidad) es un valor escogido por el diseñador, en este caso se escoge un grosor de 0,6 mm.

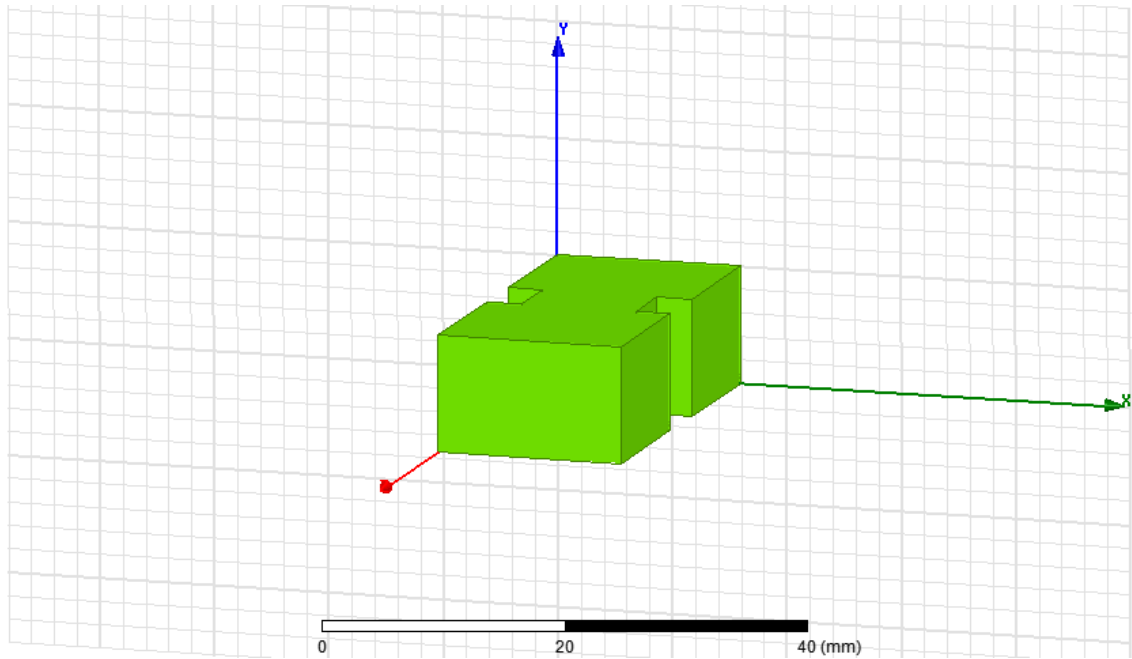


Figura 5.1.1-46 Simulación electromagnética de un iris

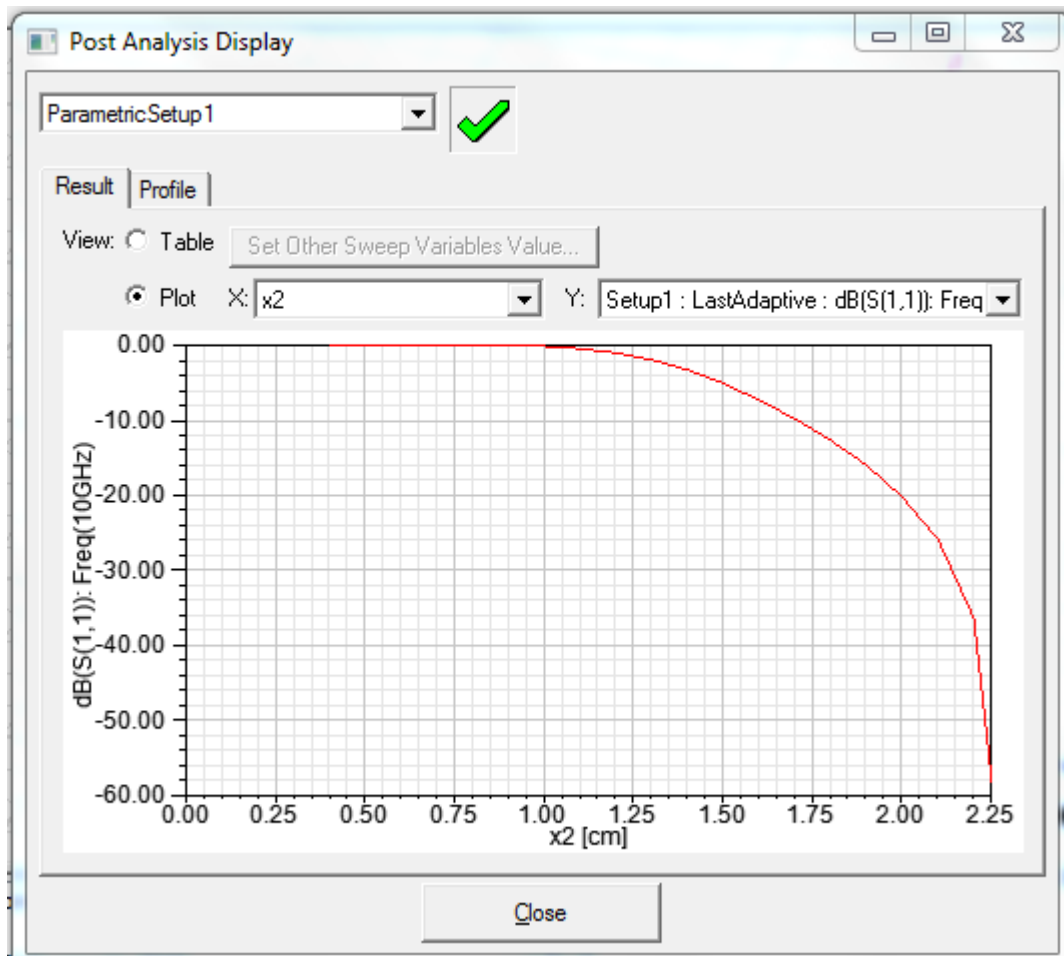


Figura 5.1.1-47 Simulación HFSS iris. Gráfica S11 en función de la W del iris

Una vez que se han obtenido los parámetros S, se aplicarán las fórmulas, ver [7] se realizará una gráfica para sacar el valor de K en función de la apertura del iris. Se obtiene la siguiente gráfica

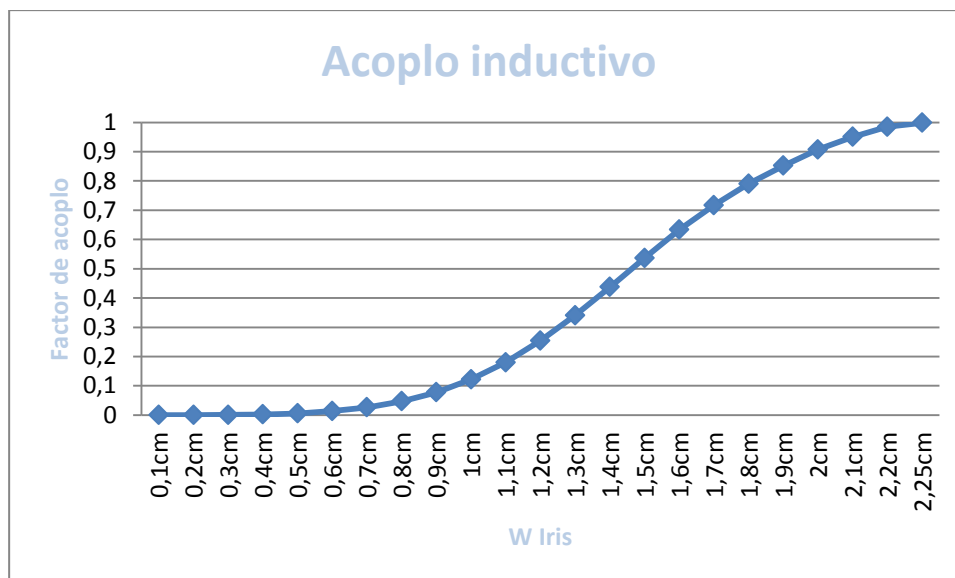
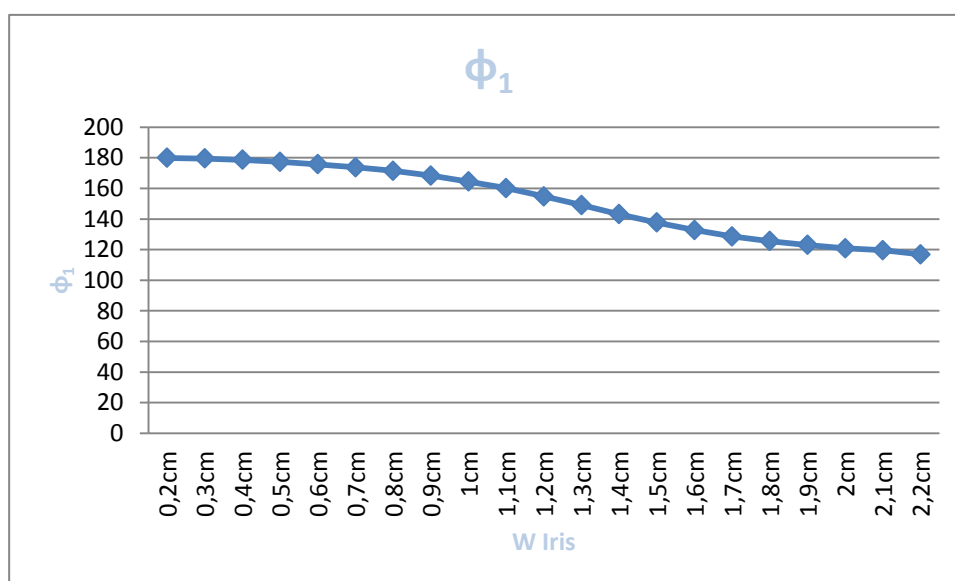


Figura 5.1.1-48 Variación del factor de acoplo en función del W del iris

Se realizarán además las gráficas de ϕ_1 (ver Figura 5.1.1-49) y ϕ_2 (ver Figura 5.1.1-50).

Figura 5.1.1-49 Variación de ϕ_1 en función de la variación del W del iris

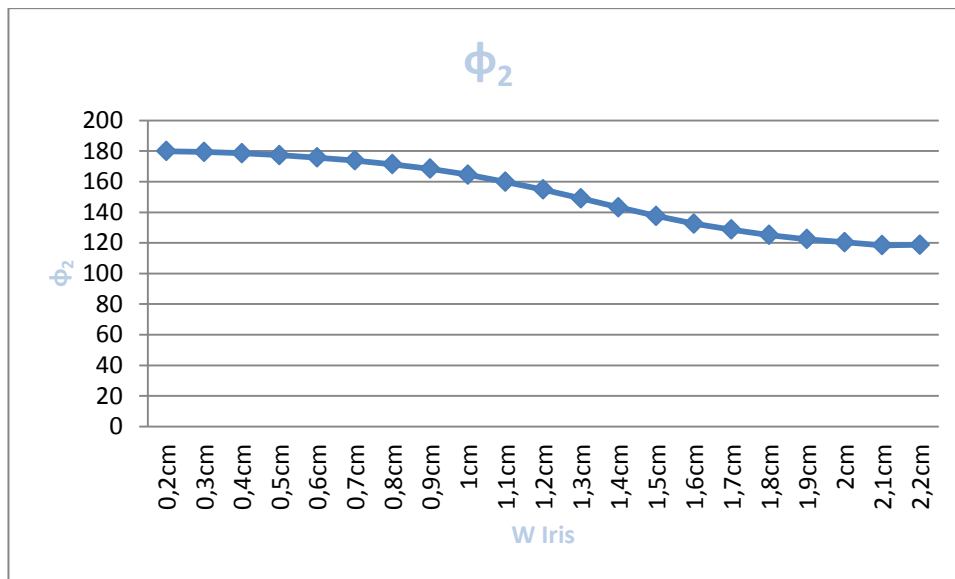


Figura 5.1.1-50 Variación de ϕ_2 en función de la W del iris

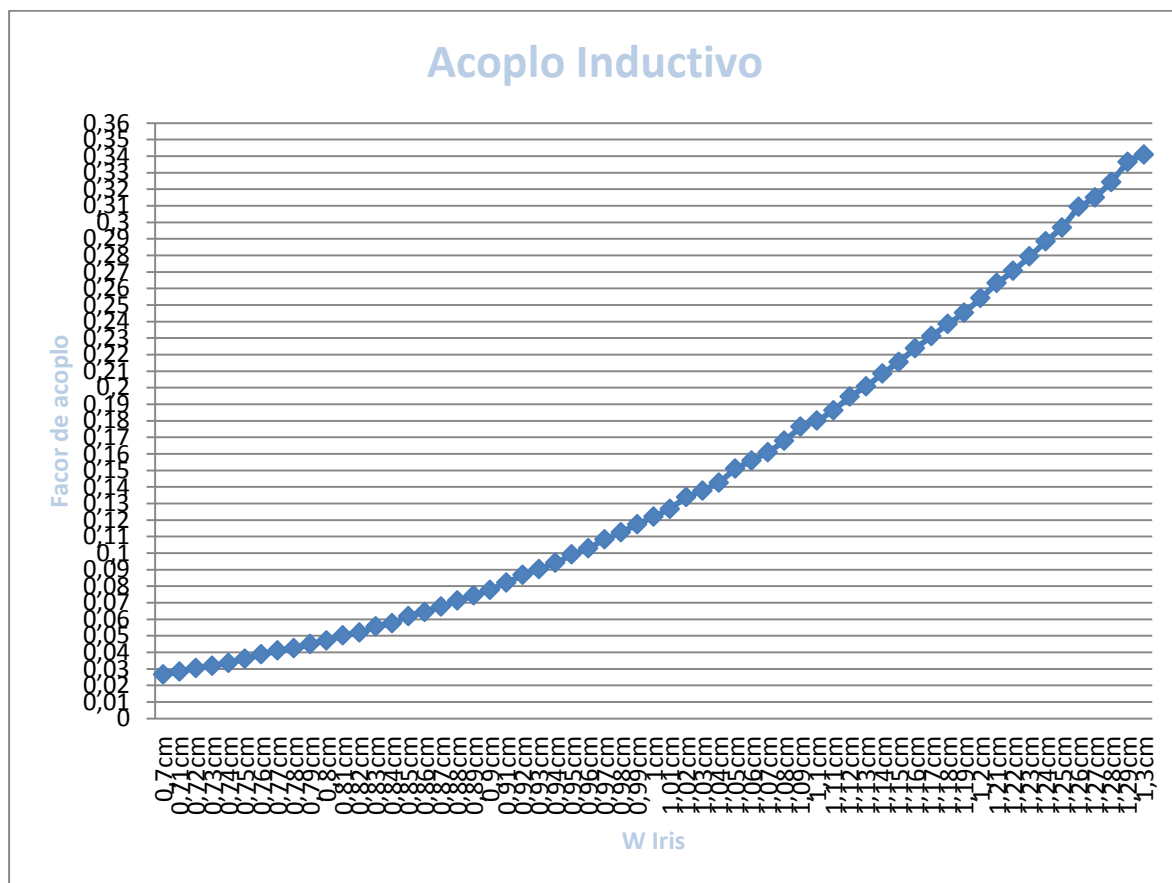


Figura 5.1.1-51 Ajuste fino para el factor de acoplo en función de W iris

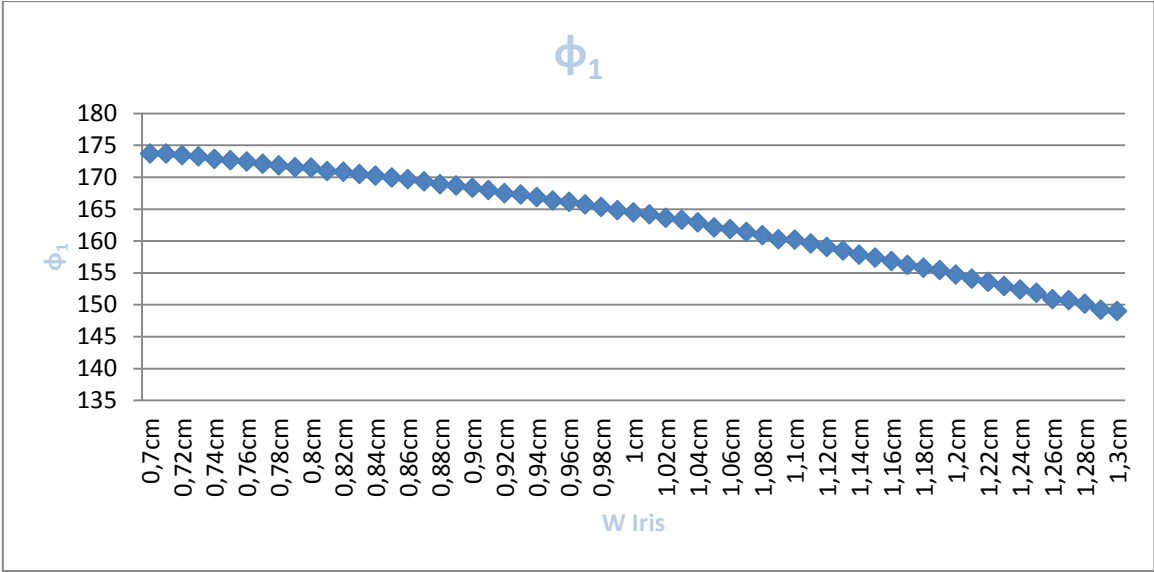


Figura 5.1.1-52 Ajuste fino para ϕ_1 en función de W del Iris

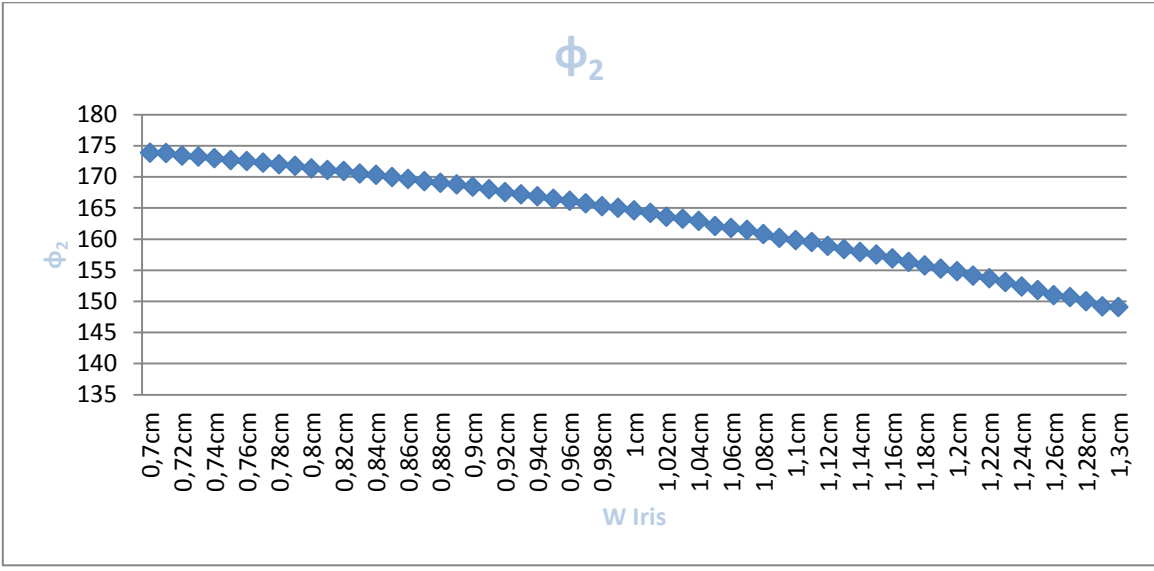


Figura 5.1.1-53 Ajuste fino para ϕ_2 en función del W del Iris

Tabla 5.1.1-5 Valores de los irises

| Valores para el cálculo de la guía rectangular e irises | | | | | |
|---|------------|-------------|-------------|------------|------------|
| Apertura del Iris | K | θ_1 | θ_2 | ϕ_1 | ϕ_2 |
| 0,7cm | 0,02406992 | 167,4133348 | 167,633497 | 173,706667 | 173,816749 |
| 0,71cm | 0,02655246 | 167,3783315 | 167,5229353 | 173,689166 | 173,761468 |
| 0,72cm | 0,02836079 | 166,8621138 | 166,7338749 | 173,431057 | 173,366937 |
| 0,73cm | 0,0303527 | 166,4454791 | 166,3899992 | 173,22274 | 173,195 |
| 0,74cm | 0,03179302 | 165,6399596 | 165,9742353 | 172,81998 | 172,987118 |
| 0,75cm | 0,03352069 | 165,258262 | 165,3091187 | 172,629131 | 172,654559 |
| 0,76cm | 0,03596691 | 164,8863885 | 164,9749545 | 172,443194 | 172,487477 |
| 0,77cm | 0,03869503 | 164,203002 | 164,4853495 | 172,101501 | 172,242675 |

| Valores para el cálculo de la guía rectangular e iris | | | | | |
|---|------------|-------------|-------------|------------|------------|
| Apertura del Iris | K | θ_1 | θ_2 | ϕ_1 | ϕ_2 |
| 0,78cm | 0,0409628 | 163,6511809 | 163,9197017 | 171,82559 | 171,959851 |
| 0,79cm | 0,04233554 | 163,0468687 | 163,4704087 | 171,523434 | 171,735204 |
| 0,8cm | 0,04487442 | 162,9308691 | 162,6787388 | 171,465435 | 171,339369 |
| 0,81cm | 0,04696733 | 161,8325242 | 162,1073675 | 170,916262 | 171,053684 |
| 0,82cm | 0,05019852 | 161,6924456 | 161,8187281 | 170,846223 | 170,909364 |
| 0,83cm | 0,05188462 | 160,9588702 | 161,0333638 | 170,479435 | 170,516682 |
| 0,84cm | 0,05553042 | 160,4353905 | 160,553374 | 170,217695 | 170,276687 |
| 0,85cm | 0,05755724 | 159,8701049 | 159,805024 | 169,935052 | 169,902512 |
| 0,86cm | 0,06178827 | 159,3236375 | 159,260522 | 169,661819 | 169,630261 |
| 0,87cm | 0,06436285 | 158,6014333 | 158,5527785 | 169,300717 | 169,276389 |
| 0,88cm | 0,06750397 | 157,7438407 | 158,0319356 | 168,87192 | 169,015968 |
| 0,89cm | 0,07119079 | 157,3233187 | 157,5235956 | 168,661659 | 168,761798 |
| 0,9cm | 0,07435364 | 156,6510406 | 156,7536502 | 168,32552 | 168,376825 |
| 0,91cm | 0,07769229 | 155,9296538 | 155,9537319 | 167,964827 | 167,976866 |
| 0,92cm | 0,08212514 | 154,9170409 | 155,057519 | 167,45852 | 167,528759 |
| 0,93cm | 0,08666104 | 154,4834128 | 154,2672916 | 167,241706 | 167,133646 |
| 0,94cm | 0,09018111 | 153,7401787 | 153,6861373 | 166,870089 | 166,843069 |
| 0,95cm | 0,09406437 | 152,6093234 | 152,8690624 | 166,304662 | 166,434531 |
| 0,96cm | 0,09903889 | 152,2452892 | 152,2134205 | 166,122645 | 166,10671 |
| 0,97cm | 0,10282511 | 151,4461326 | 151,4030123 | 165,723066 | 165,701506 |
| 0,98cm | 0,10820671 | 150,5645956 | 150,5002411 | 165,282298 | 165,250121 |
| 0,99cm | 0,11249237 | 149,645313 | 149,9783117 | 164,822657 | 164,989156 |
| 1cm | 0,11723694 | 148,8745029 | 149,1355367 | 164,437251 | 164,567768 |
| 1,01cm | 0,12199199 | 148,3110073 | 148,2887357 | 164,155504 | 164,144368 |
| 1,02cm | 0,12662874 | 147,1444785 | 147,1173624 | 163,572239 | 163,558681 |
| 1,03cm | 0,13385874 | 146,6231534 | 146,4692181 | 163,311577 | 163,234609 |
| 1,04cm | 0,13769829 | 145,7643257 | 145,766582 | 162,882163 | 162,883291 |
| 1,05cm | 0,14254802 | 144,1658264 | 144,0790389 | 162,082913 | 162,039519 |
| 1,06cm | 0,15101614 | 143,7277279 | 143,5178077 | 161,863864 | 161,758904 |
| 1,07cm | 0,15591507 | 142,7831296 | 142,8376435 | 161,391565 | 161,418822 |
| 1,08cm | 0,16092 | 141,7877598 | 141,5594498 | 160,89388 | 160,779725 |
| 1,09cm | 0,16776994 | 140,4602832 | 140,2734312 | 160,230142 | 160,136716 |
| 1,1cm | 0,17634058 | 140,3480832 | 139,5896297 | 160,174042 | 159,794815 |
| 1,11cm | 0,1799301 | 139,1600243 | 139,0164368 | 159,580012 | 159,508218 |
| 1,12cm | 0,18617994 | 138,0567292 | 137,7060695 | 159,028365 | 158,853035 |
| 1,13cm | 0,19458566 | 136,9055209 | 136,6944481 | 158,45276 | 158,347224 |
| 1,14cm | 0,2006521 | 135,6415638 | 135,7546967 | 157,820782 | 157,877348 |
| 1,15cm | 0,20844871 | 134,773166 | 134,9263576 | 157,386583 | 157,463179 |
| 1,16cm | 0,21551893 | 133,652716 | 133,6938503 | 156,826358 | 156,846925 |
| 1,17cm | 0,22367812 | 132,4475292 | 132,5770121 | 156,223765 | 156,288506 |
| 1,18cm | 0,23110351 | 131,5638423 | 131,4462755 | 155,781921 | 155,723138 |
| 1,19cm | 0,23838526 | 130,8050059 | 130,4205585 | 155,402503 | 155,210279 |
| 1,2cm | 0,24530337 | 129,4219982 | 129,6023264 | 154,710999 | 154,801163 |
| 1,21cm | 0,25415503 | 128,1283734 | 128,1871409 | 154,064187 | 154,09357 |
| 1,22cm | 0,2631808 | 127,1624292 | 127,3260841 | 153,581215 | 153,663042 |
| 1,23cm | 0,27059848 | 125,7936933 | 126,1029907 | 152,896847 | 153,051495 |
| 1,24cm | 0,27930123 | 124,6839386 | 124,7121239 | 152,341969 | 152,356062 |
| 1,25cm | 0,28851014 | 123,6580909 | 123,5532282 | 151,829045 | 151,776614 |

| Apertura del Iris | Valores para el cálculo de la guía rectangular e iris | | | | |
|-------------------|---|-------------|-------------|------------|------------|
| | K | θ_1 | θ_2 | ϕ_1 | ϕ_2 |
| 1,26cm | 0,29677555 | 121,6897466 | 121,8756825 | 150,844873 | 150,937841 |
| 1,27cm | 0,30922668 | 121,368676 | 121,2601693 | 150,684338 | 150,630085 |
| 1,28cm | 0,31486007 | 120,2506841 | 119,9498453 | 150,125342 | 149,974923 |
| 1,29cm | 0,32423009 | 118,3482866 | 118,3242315 | 149,174143 | 149,162116 |
| 1,30cm | 0,33650917 | 118,0145826 | 118,0609322 | 149,007291 | 149,030466 |

Para hallar los valores anteriores, tanto de la tabla como de las gráficas de las figuras Figura 5.1.1-47, Figura 5.1.1-48, Figura 5.1.1-49, Figura 5.1.1-50, Figura 5.1.1-51, Figura 5.1.1-52 y Figura 5.1.1-53 hemos utilizado las siguientes fórmulas (5-4), (5-5), (5-6), (5-7) y (5-8). Ver Ref. [7] Para n impar (orden del filtro impar).

Con las gráficas anteriores y a través de los valores de los inversores de impedancia K obtenidos en el diseño de filtros con elementos concentrados (ver ecuaciones (5-16) a (5-24) se obtiene la apertura del iris W y los ángulos ϕ_1 y ϕ_2 .

Tabla 5.1.1-6 Apertura del iris

| Apertura del Iris (W)(cm) | | | | | |
|---------------------------|-------|--------|--------|--------|--------|
| Iris 1 | Iris2 | Iris 3 | Iris 4 | Iris 5 | Iris 6 |
| 1,19 | 0,82 | 0,76 | 0,76 | 0,82 | 1,19 |

Mediantes los valores de los parámetros ϕ_1 y ϕ_2 obtenidos de las figuras: Figura 5.1.1-52 y Figura 5.1.1-53 respectivamente se puede calcular la longitud del resonador a través de Referencia [7]

$$\begin{aligned}
 l_r &= \frac{\lambda_{g0}}{2\pi} \left[\pi - \left(-\frac{1}{2}\theta_1 + \frac{1}{2}\pi \right) - \left(-\frac{1}{2}\theta_2 + \frac{1}{2}\pi \right) \right] \\
 &= \frac{\lambda_{g0}}{2\pi} \left[\pi + \frac{1}{2}\theta_1 - \frac{1}{2}\pi + \frac{1}{2}\theta_2 - \frac{1}{2}\pi \right] = \frac{\lambda_{g0}}{2\pi} \left[\frac{1}{2}\theta_1 + \frac{1}{2}\theta_2 \right] \quad (5-16) \\
 &= \frac{\lambda_{g0}}{2\pi} \left[\frac{\theta_1 + \theta_2}{2} \right] \quad r = 1, \dots, N
 \end{aligned}$$

Por lo tanto la longitud de nuestros resonadores será:

$$\lambda_{g0TE1.0} = \frac{\lambda_0 / \sqrt{\epsilon_r}}{\sqrt{1 - (f_{cTE1.0}/f_0)^2}} = 0,0402 \text{ m} \quad (5-17)$$

$$l_{r0} = \frac{\lambda_{g0}}{2\pi} \left[\frac{1}{2}(\theta_{1k1}) \right] = 7,30 \times 10^{-3} \text{ m} \quad (5-18)$$

$$l_{r1} = \frac{\lambda_{g0}}{2\pi} \left[\frac{1}{2} (\theta_{2k1} + \theta_{1k2}) \right] = 0,0163 \text{ m} \quad (5-19)$$

$$l_{r2} = \frac{\lambda_{g0}}{2\pi} \left[\frac{1}{2} (\theta_{2k2} + \theta_{1k3}) \right] = 0,0182 \text{ m} \quad (5-20)$$

$$l_{r3} = \frac{\lambda_{g0}}{2\pi} \left[\frac{1}{2} (\theta_{2k3} + \theta_{1k4}) \right] = 0,0184 \text{ m} \quad (5-21)$$

$$l_{r4} = \frac{\lambda_{g0}}{2\pi} \left[\frac{1}{2} (\theta_{2k4} + \theta_{1k5}) \right] = 0,0182 \text{ m} \quad (5-22)$$

$$l_{r5} = \frac{\lambda_{g0}}{2\pi} \left[\frac{1}{2} (\theta_{2k5} + \theta_{1k6}) \right] = 0,0163 \text{ m} \quad (5-23)$$

$$l_{r6} = \frac{\lambda_{g0}}{2\pi} \left[\frac{1}{2} (\theta_{2k6}) \right] = 7,28 \times 10^{-3} \text{ m} \quad (5-24)$$

La guía de onda con iris resultante será la de la figura

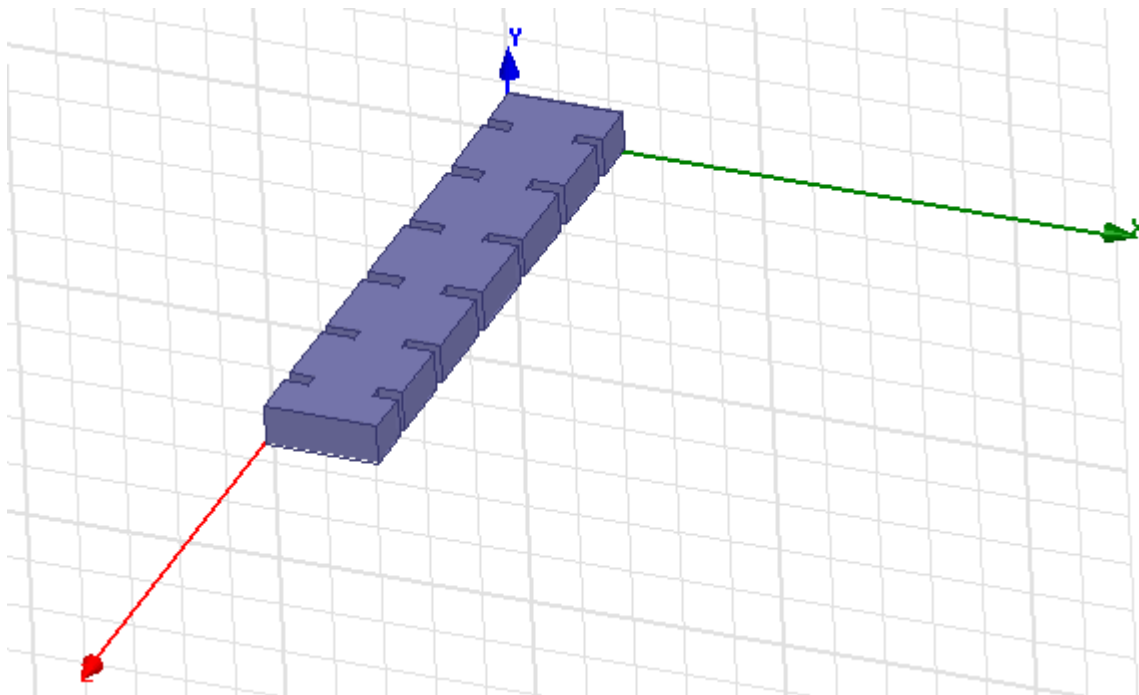


Figura 5.1.1-54 Filtro en guía de onda con iris resultante

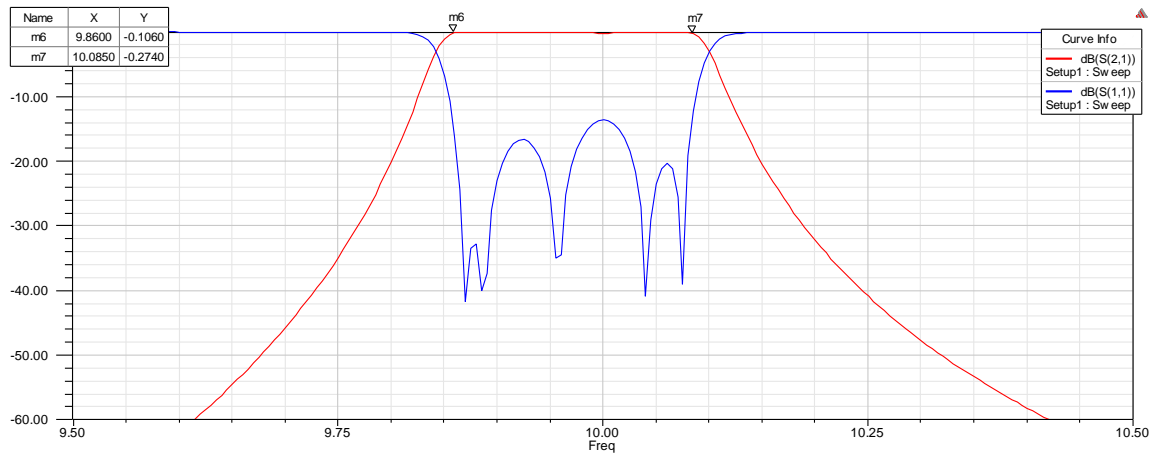


Figura 5.1.1-55 Respuesta en frecuencia del Filtro en guía d onda con iris

Como se puede observar en la gráfica anterior la respuesta no es exactamente igual que la obtenida en el circuito con elementos concentrados. Se puede ver que se ha desplazado ligeramente la banda de paso y no hemos obtenido el mismo rizado en la banda de paso.

La diferencia en esta respuesta en frecuencia a comparación con la que obtuvimos en la Figura 3.1.1.3-37 se debe principalmente a dos cosas:

- La equivalencia en entre elementos distribuidos y elementos concentrados no es del todo exacta
- La forma en la que se han calculado las dimensiones de los iris es aproximada.

Capítulo 6

Diseño y simulación del filtro en tecnología SIW

6.1 Introducción

En este capítulo se procederá al diseño y simulación del filtro en tecnología SIW partiendo del diseño del filtro del capítulo anterior.

Esta tecnología, SIW, proporciona una serie de ventajas, como ya vimos en Capítulo 2 apartado 2.3.

El sustrato que se utilizará será el RT/duro id 5880, el cual posee un espesor de 0,787 mm y la constante dieléctrica ϵ_r es de $2.2 \pm 0,02$ y tangente de pérdidas $\tan \delta = 0,009$. Estas características pueden consultarse en la Referencia [14]

Las vías o postes de diámetro $d = 0,6mm$ serán fabricadas con estaño de conductividad $\sigma = 8670000 \text{ siemens} / m$

Las metalizaciones serán fabricadas en cobre con de espesor $t=35\mu m$ y conductividad $\sigma = 58000000 \text{ siemens} / m$

6.1.1 Caracterización de a guía SIW

El ancho de la guía equivalente para una $\epsilon_r \neq 0$ vendrá dado por la siguiente ecuación:

$$a_{eq} = \frac{c}{2f_c\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{a_{guia\ convencional}}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (6-1)$$

Con lo que para una $f_c = 6,66$ Ghz, $a_{eq} = 15,18$ mm. Por lo tanto, aplicando la fórmula siguiente se obtiene el valor de la guía SIW

$$a_{SIW} = a_{eq} + \frac{d^2}{0,95p} \quad (6-2)$$

Aplicando la fórmula anterior se obtiene que $a_{SIW} = 15,43$ mm. Ver [10]

Los valores elegidos para el diámetro de las vías d y el espaciado entre ellas p serán de 0,6 mm y 1,53 mm respectivamente. La elección de estos valores se debe a:

- En el taller de la UC3M se disponen de remaches de 0.6 mm, lo que nos limita a elegir el valor de d .
- Compromiso entre el número de postes a utilizar y la caracterización correcta de la guía SIW, como ya vimos en las ecuaciones de diseño (2-70)
- Cumplir las fórmulas de diseño que aparecen en la Referencia [8]

Para calcular las dimensiones del filtro SIW, se realizan los siguientes pasos:

1.- Calcular las dimensiones de la guía de onda para $\epsilon_r = 1$. Ya se calcularon en el Capítulo 5.

2.- Convertir estas dimensiones a las correspondientes con la constante dieléctrica deseada, en este caso, $\epsilon_r = 2.2$. Para ello aplicamos la fórmula (6-22).

3.- Convertir las dimensiones anteriores a las correspondientes de una guía SIW según la fórmula (6-23)

Tabla 6.1.1-7 Dimensiones de la guía

| (mm) | Dieléctrico $\epsilon_r = 1$ | Dieléctrico $\epsilon_r = 2.2$ | Guía SIW |
|----------|---------------------------------|--------------------------------|-----------------------|
| a | 22,5 | 15,16 | 15,43 |
| b | 8 | 5,39 | El del material 0.787 |

4.- Se realizará, al igual que se hizo en el capítulo anterior para hallar los iris es una serie de simulaciones mediante el programa HFSS y obtener así los parámetros S y hallar la curva *Factor de Acoplo* vs *Apertura iris*. (K vs W)

En la Figura 6.1.1-56 podemos ver la configuración que tiene un acoplo inductivo (magnético). Como se puede observar existe una fila de cilindros que divide ambas

cavidades de manera que permite el intercambio de energía entre ellas por medio de iris de anchura W . Conforme cambia esa anchura, el acoplo será más intenso cuando la anchura de iris aumente y por lo tanto la distancia entre los postes disminuirá.

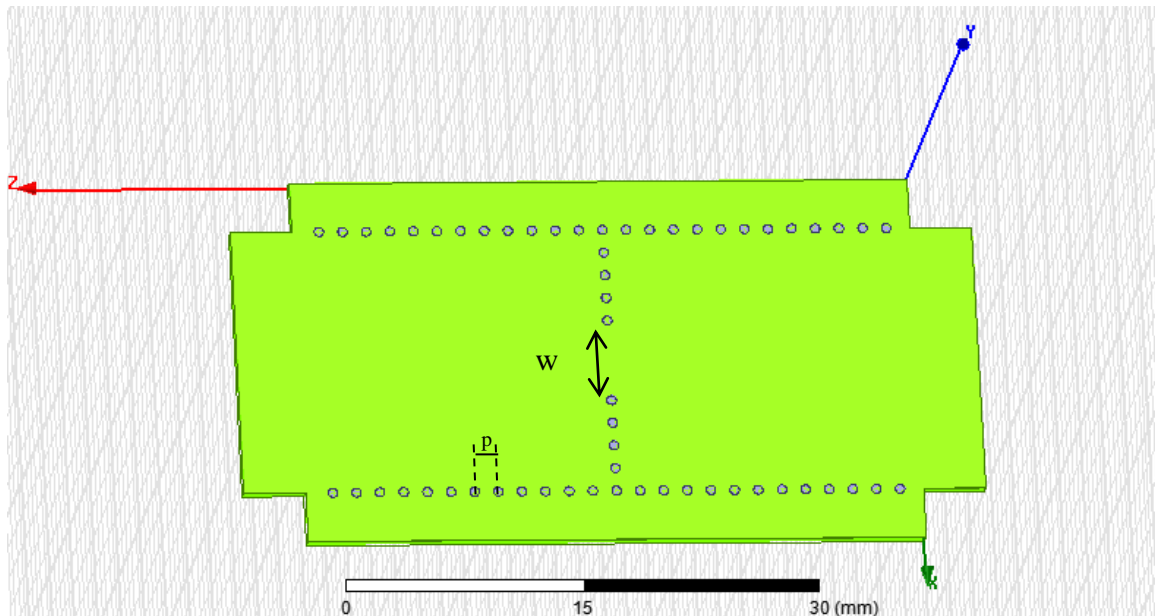


Figura 6.1.1-56 Acoplo inductivo magnético

Para extraer el acoplo se realizarán varias simulaciones para obtener los valores del circuito cambiando el valor de W .

La primera simulación que se realizará será con un poste emulando el Iris, este postes estará situado a una distancia del otro poste de $p=1.53\text{mm}$, que es la distancia mínima a la que pueden estar dos postes entre sí. Véase Figura 6.1.1-57

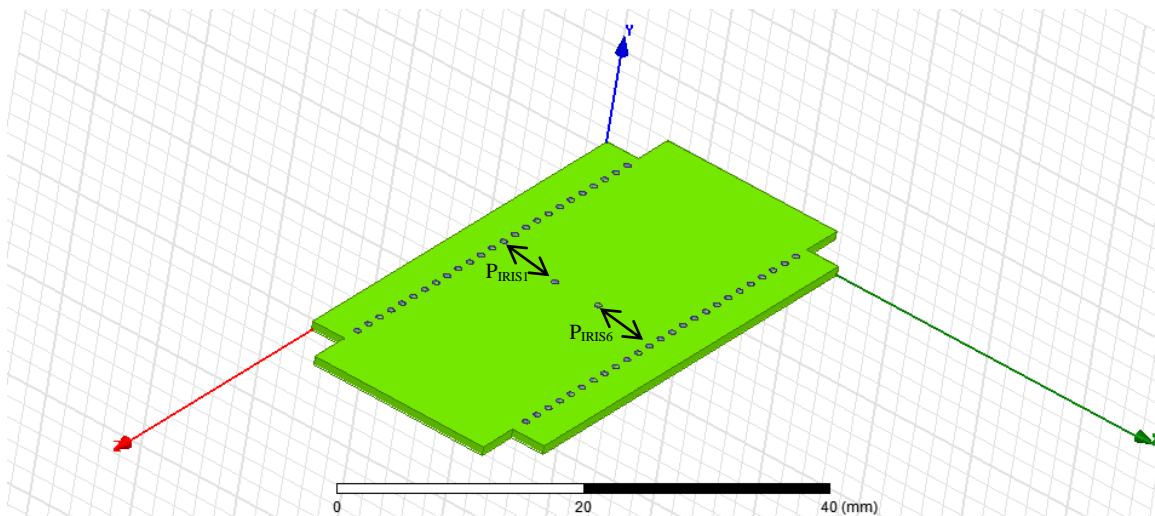


Figura 6.1.1-57 Simulación guía SIW con iris simulado con 1 poste

Con esta simulación se obtiene la gráfica de la Figura 6.1.1-58

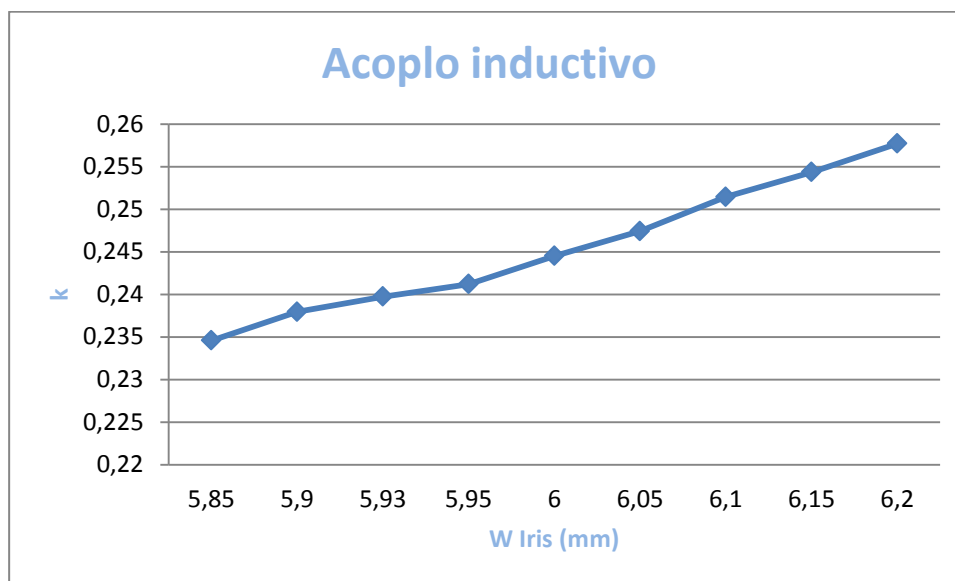


Figura 6.1.1-58 Factor de acoplo en función de la apertura del iris.

En la gráfica anterior se puede comprobar que para el factor de acoplo deseado se obtiene una apertura de Iris de $W=5,93$ mm y por tanto los postes tendrán una separación de la pared lateral de $P_{\text{iris1}}=P_{\text{iris6}}=4,75$ mm, tanto para el Iris1 como para el Iris6.

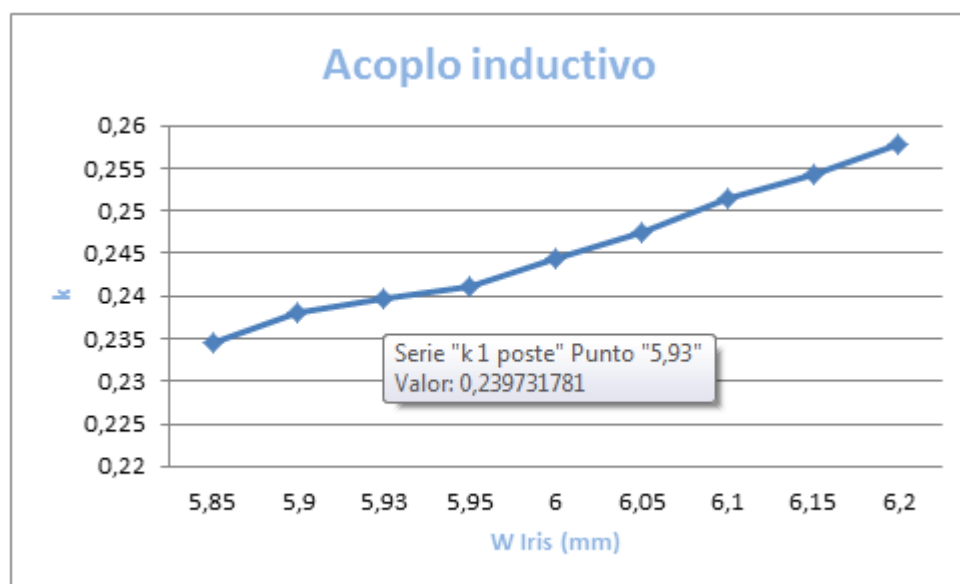


Figura 6.1.1-59 Factor de acoplo Iris1 e Iris6

Como con la simulación de antes no se obtiene ningún valor de acoplo para los Iris2 y 5, e Iris 3 y 4, por lo que se tendrá que hacer unas nuevas simulaciones añadiendo más postes, por ejemplo 3, como muestra la Figura 5.1.1-54.

En la gráfica siguiente (Ver Figura 6.1.1-60) se puede observar el acoplo inductivo que se obtiene para simulaciones, con 1, 2, 3 y 4 postes.

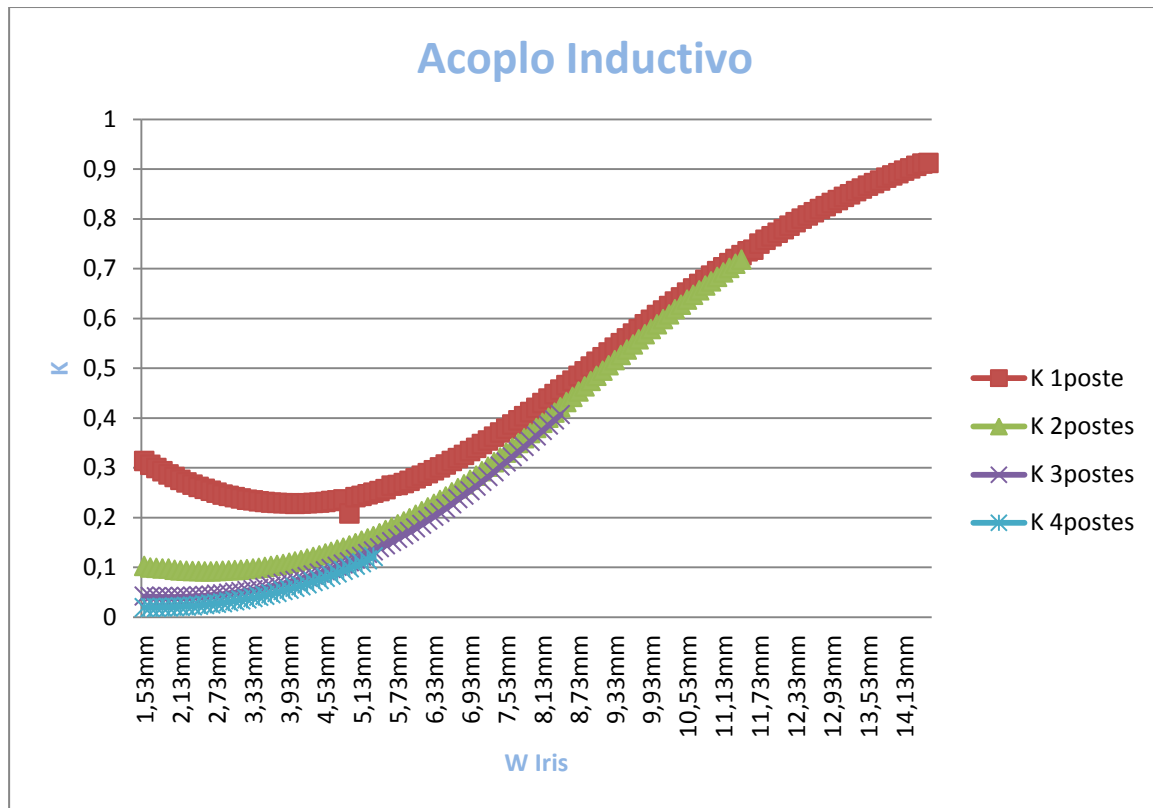


Figura 6.1.1-60 Factor de acoplo en función de la apertura del iris, implementado con diferente número de postes

En la gráfica (Figura 6.1.1-60) se puede observar que para valores de acoplo débiles, tenemos una apertura de Iris más pequeña, por lo tanto, si evaluamos esos valores, (ver Figura 6.1.1-61) se puede observar que estos valores se conseguirán con 3 postes.

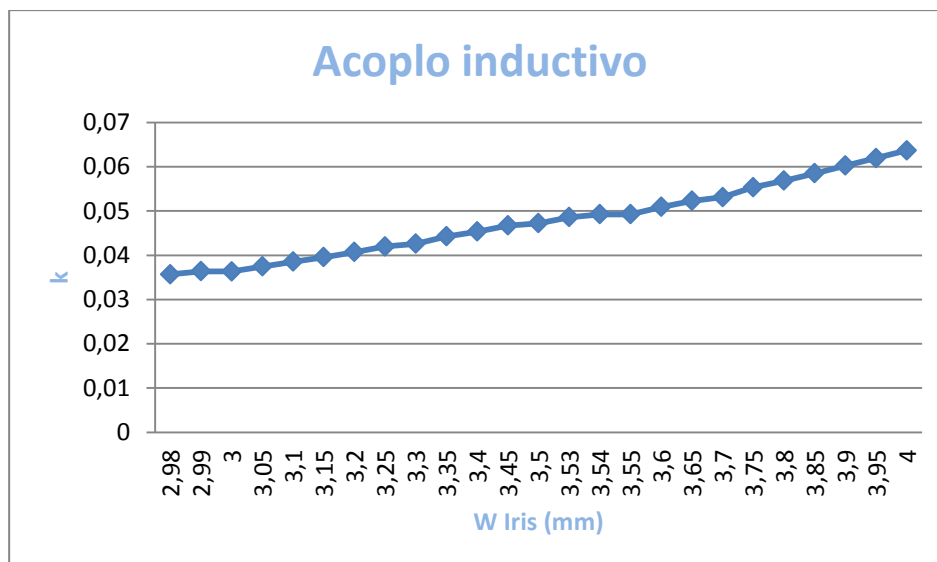


Figura 6.1.1-61 Factor de acoplo en función de la apertura del iris, implementado con diferente número de postes

Como se necesitan unos factores de acoplo de $K = 0,049$ y $K = 0,036$, se evalúan los valores obtenidos con 3 postes y se obtiene que necesitamos una apertura de iris $W = 3,54$ mm y $W = 2,99$ mm respectivamente. Ver Figura 6.1.1-62 y Figura 6.1.1-63

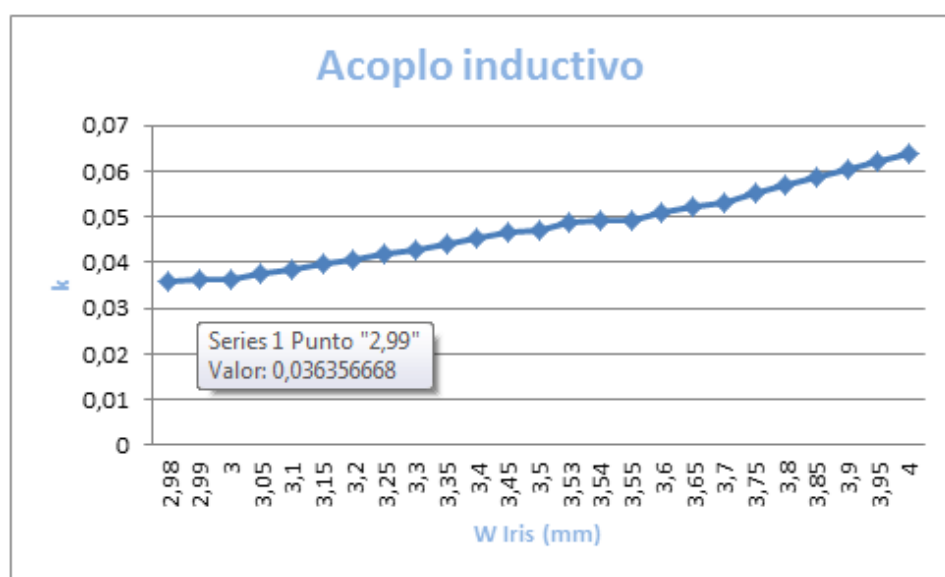


Figura 6.1.1-62 Factor de acoplo en función de la apertura del iris, implementado con 3 y 4 postes

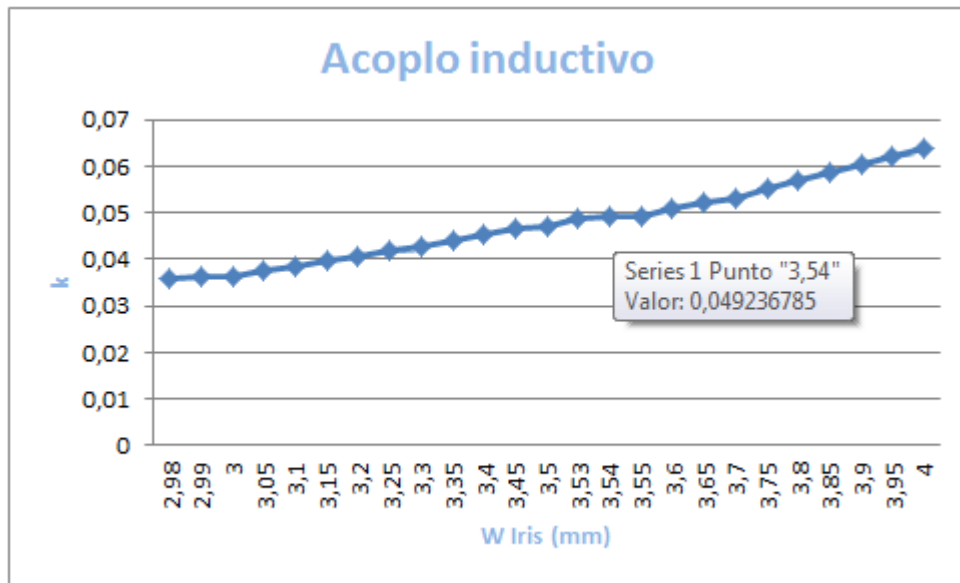


Figura 6.1.1 -6.1.1-63 Factor de acoplo vs apertura iris en tecnología SIW emulado con 4 poste.

Por tanto, los valores que se obtienen para los iris serán los siguientes:

Tabla 6.1.1-8 Apertura de Iris y distancia entre postes

| Factor de acoplo | W Iris | Separación entre postes |
|----------------------|------------------------------|---|
| $K_1 = K_6 = 0,2414$ | $W_1 = W_6 = 5,93\text{mm}$ | $P_{\text{iris}1} = P_{\text{iris}6} = 4,75\text{ mm}$ |
| $K_2 = K_5 = 0,049$ | $W_2 = W_3 = 3,54\text{ mm}$ | $P_{\text{iris}2} = P_{\text{iris}5} = 1,982\text{ mm}$ |
| $K_3 = K_4 = 0,036$ | $W_2 = W_3 = 2,99\text{ mm}$ | $P_{\text{iris}3} = P_{\text{iris}4} = 2,073\text{ mm}$ |

Mediantes los valores de los parámetros ϕ_1 y ϕ_2 obtenidos de las figuras: Figura 6.1.1-64, Figura 6.1.1-65 y Figura 6.1.1-66 se puede calcular la longitud del resonador a través (5-16) vista en el capítulo 5.

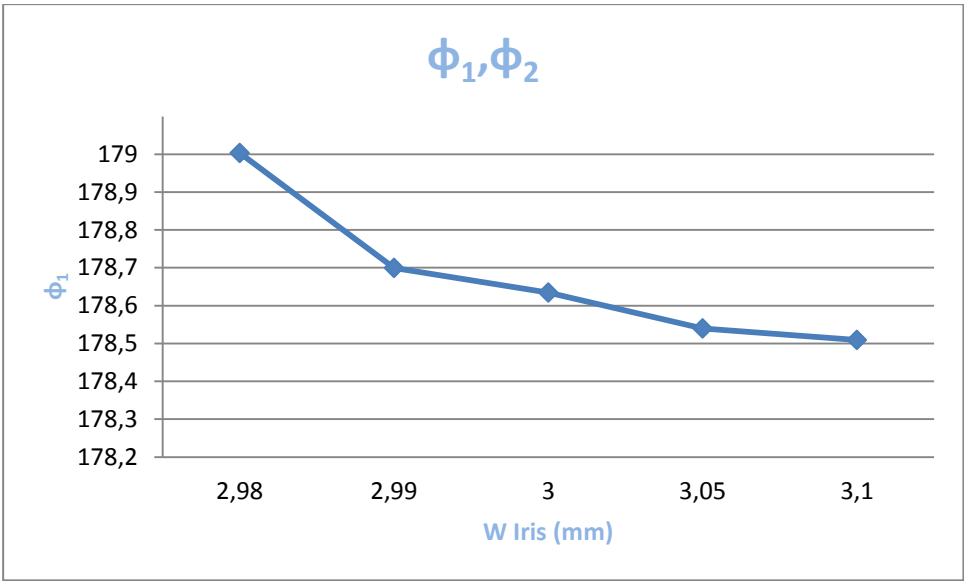


Figura 6.1.1-64 Variación de ϕ_1 y ϕ_2 en función de la variación del W del iris3 y 4 para 3 postes

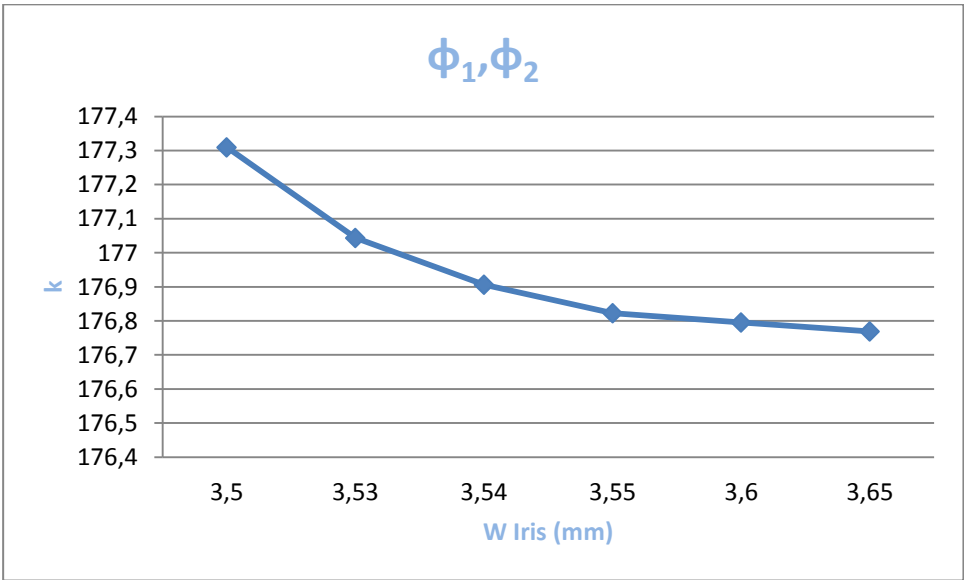


Figura 6.1.1-65 Variación de ϕ_1 y ϕ_2 en función de la variación del W del iris2 y 5 para 3 postes

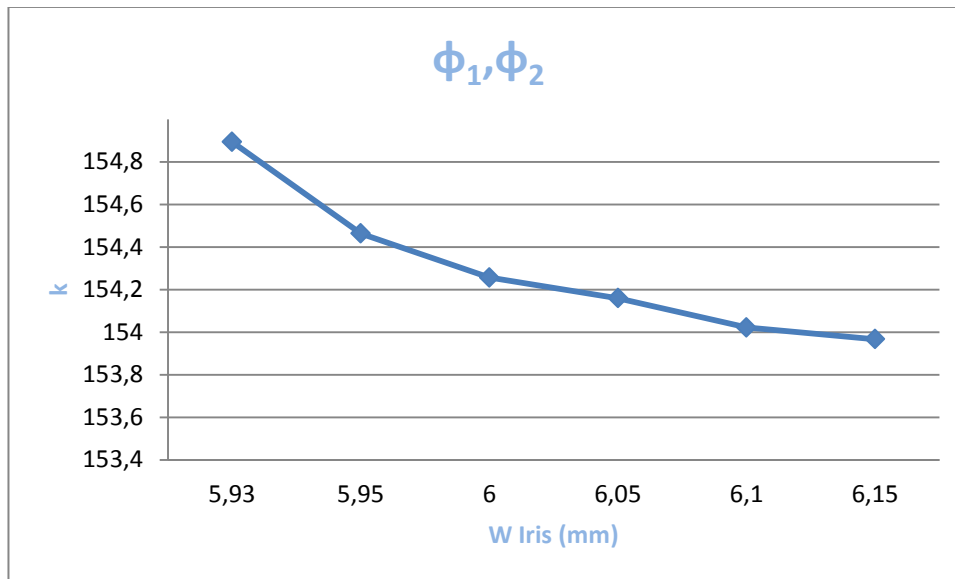


Figura 6.1.1-66 Variación de ϕ_1 y ϕ_2 en función de la variación del W del iris21 y 6 para 1 poste

Las longitudes de los resonadores obtenidas son:

Tabla 6.1.1-9 Longitudes de resonadores

| (mm) | Guía SIW |
|-----------------------------|----------|
| Longitud resonador 1 | 12,46 |
| Longitud resonador 2 | 13,38 |
| Longitud resonador 3 | 13,45 |
| Longitud resonador 4 | 13,38 |
| Longitud resonador 5 | 12,46 |

Una vez que se han obtenido todos los parámetros. Si se simula el filtro resultante obtenido (Ver Figura 6.1.1-67). Como en HFSS, al igual que en toda herramienta de simulación, existe un compromiso, entre la precisión de la simulación y el tiempo computacional, por lo que al principio refinaremos el diseño realizando simulaciones sin pérdidas ($\tan \delta = 0$ para el sustrato y conductor perfecto para las metalizaciones).

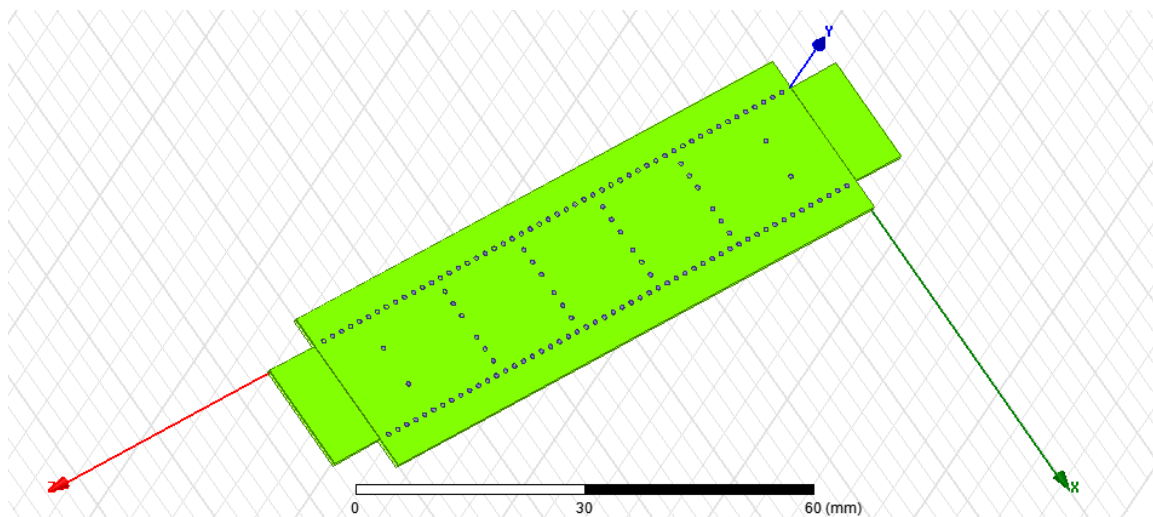


Figura 6.1.1-67 Filtro SIW

Y la respuesta en frecuencia es:

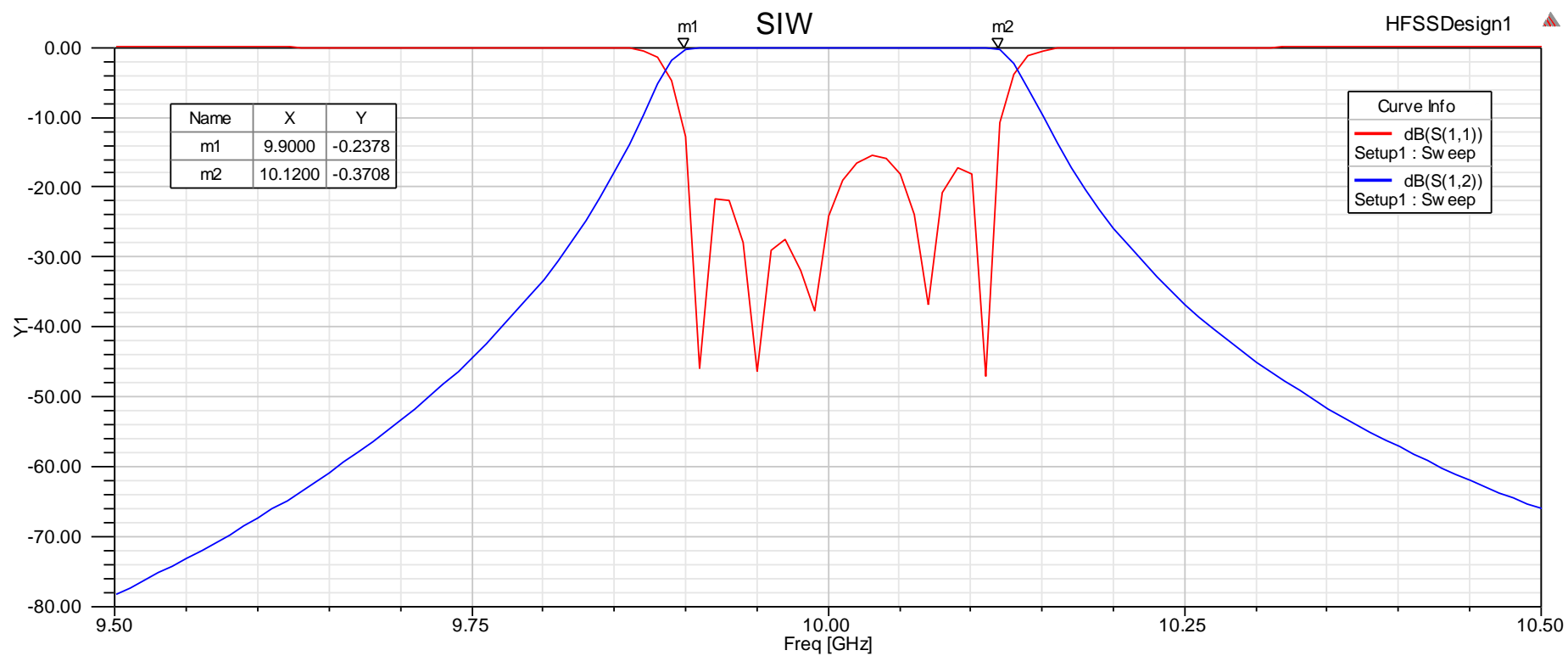


Figura 6.1.1-68 Respuesta en frecuencia de filtro SIW

Como se puede observar la respuesta en frecuencia sigue manteniendo los parámetros de diseño iniciales, ancho de banda de 200 Mhz con una frecuencia central de 10GHz y unas perdidas de retorno en la banda de paso -20dB.

Posteriormente se hace una simulación añadiendo las perdidas de todos los materiales que se han comentado al principio de este apartado. (Ver Figura 6.1.1-69)

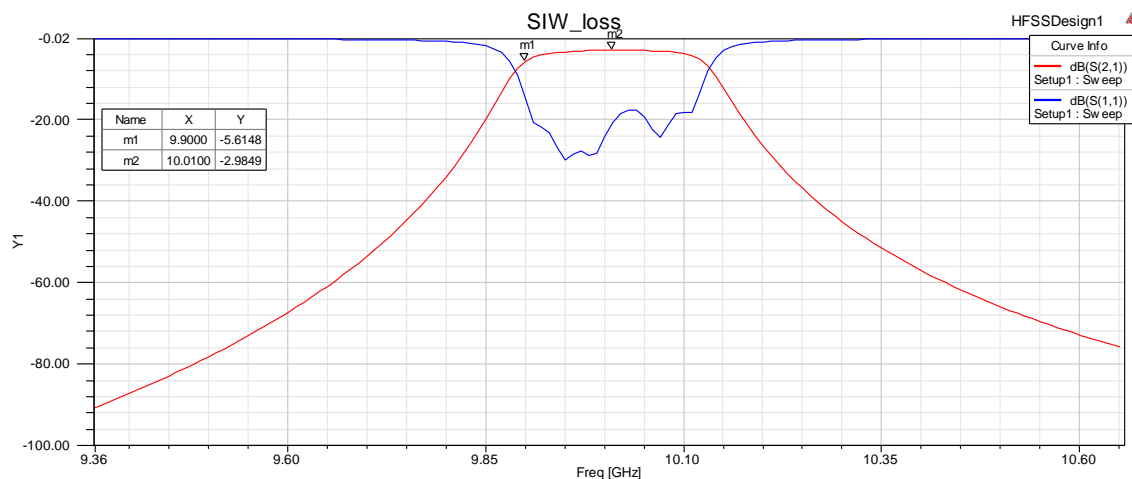


Figura 6.1.1-69 Respuesta en frecuencia de guía SIW con pérdidas de los materiales.

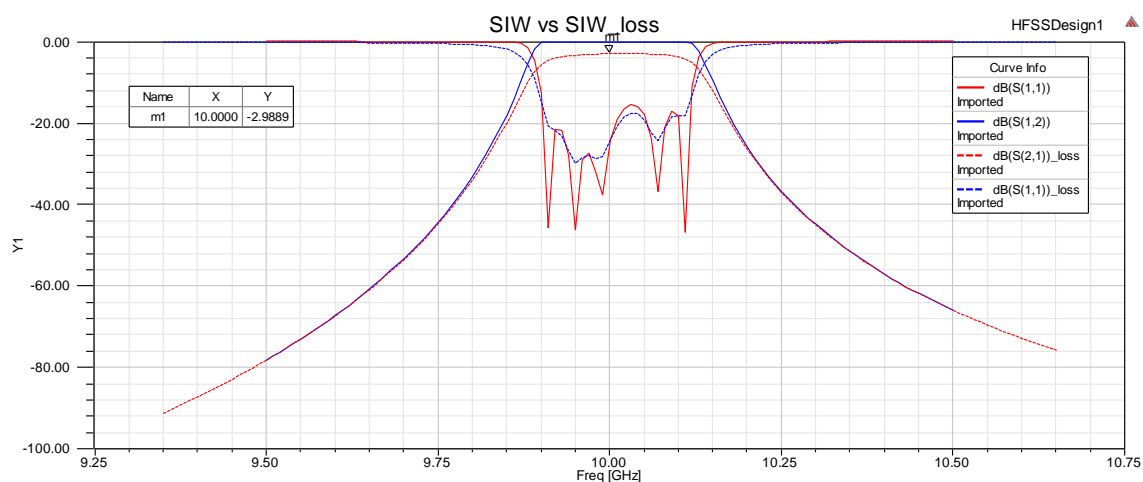


Figura 6.1.1-70 Respuesta en frecuencia filtro SIW vs filtro SIW con pérdidas.

Se puede observar que el diseño con pérdidas presenta una respuesta con unas pérdidas de transmisión de -2,98dB, lo que indica, que habría que optimizar los parámetros de diseño a través de varias simulaciones para conseguir unas pérdidas de transmisión más pequeñas

6.1.2 Cálculo de la transición

Se va a diseñar la transición denominada taper, como se vio en el Apartado 2.4.2.

La función de la transición es la conexión entre la entrada del circuito pasivo con la entrada de la guía, transformando el modo quasi TEM de la línea microstrip al modo fundamental de la guía TE₁₀, donde la propia anchura de la guía SIW a_{SIW} está diseñada para que se propague dicho modo.

Usando la ecuación (2-84) y (2-86), se tiene que $W_T = 6,072$ mm y $L_T = 20,35$ mm (para $n=3$). Usando la ecuación (2-77) con los valores obtenidos anteriormente, tenemos que $\epsilon_{ef} = 2,16$

La pista microstrip tendrá una impedancia característica de 50Ω , por lo que usando la ecuación siguiente:

$$Z = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon_0 \epsilon_{ef}}} \frac{h}{W} \quad (6-3)$$

Por lo que $W=2,41$ mm.

El filtro resultante añadiendo la transición será el siguiente:

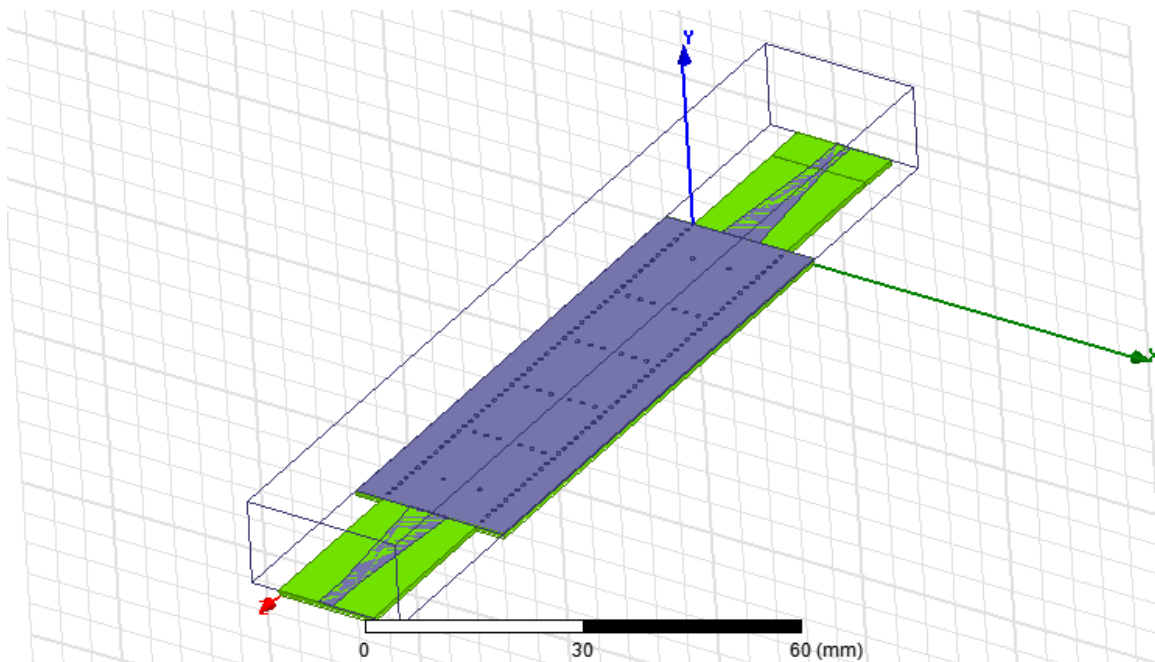


Figura 6.1.2-71 Filtro SIW con transición taper

Como hemos comentado antes primero se analizará el circuito sin pérdidas y se obtiene la siguiente respuesta. (Ver Figura 6.1.2-72)

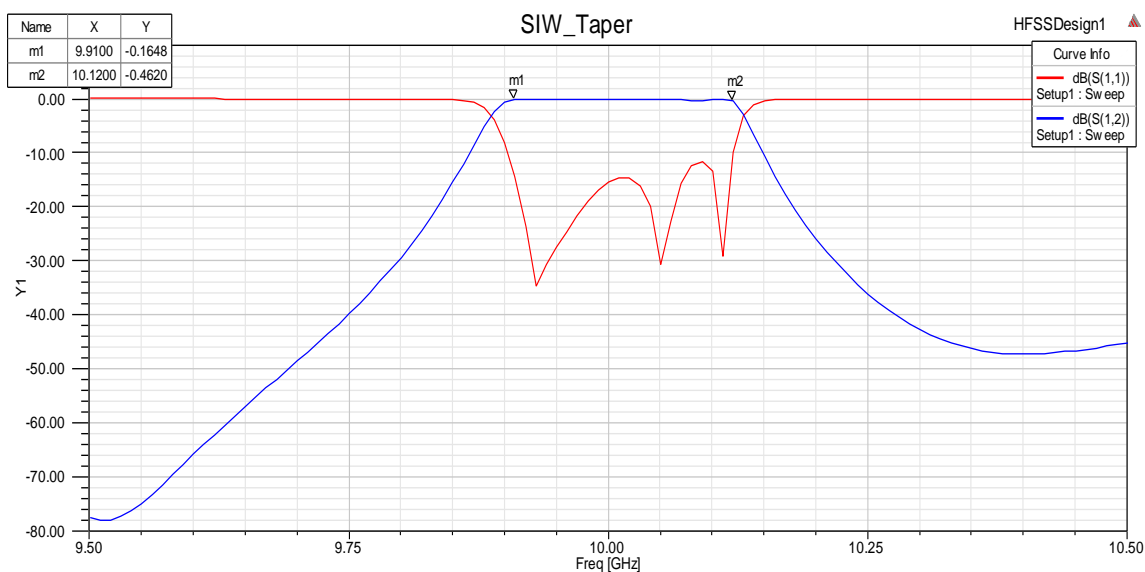


Figura 6.1.2-72 Respuesta en frecuencia filtro SIW sin pérdidas

Posteriormente se introducen las pérdidas de todos los materiales y se obtiene la siguiente respuesta: (ver Figura 6.1.2-73)

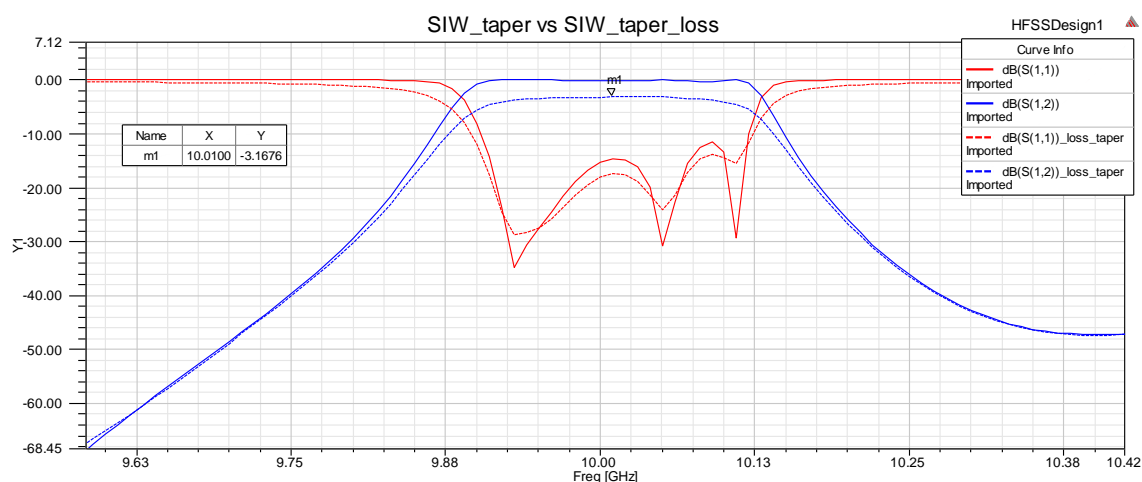


Figura 6.1.2-73 Respuesta en frecuencia filtro SIW con pérdidas

Como se puede observar, al igual que ocurría con el filtro SIW sin transición, (ver Apartado 6.1.1) al introducir las pérdidas de los materiales, nos aumentan las pérdidas de transición, aunque puede comprobar (ver Figura 6.1.2-74) que el acoplamiento de entrada elegido para adaptar la energía de la línea microstrip al resonador no nos incrementa apenas las pérdidas de transmisión.

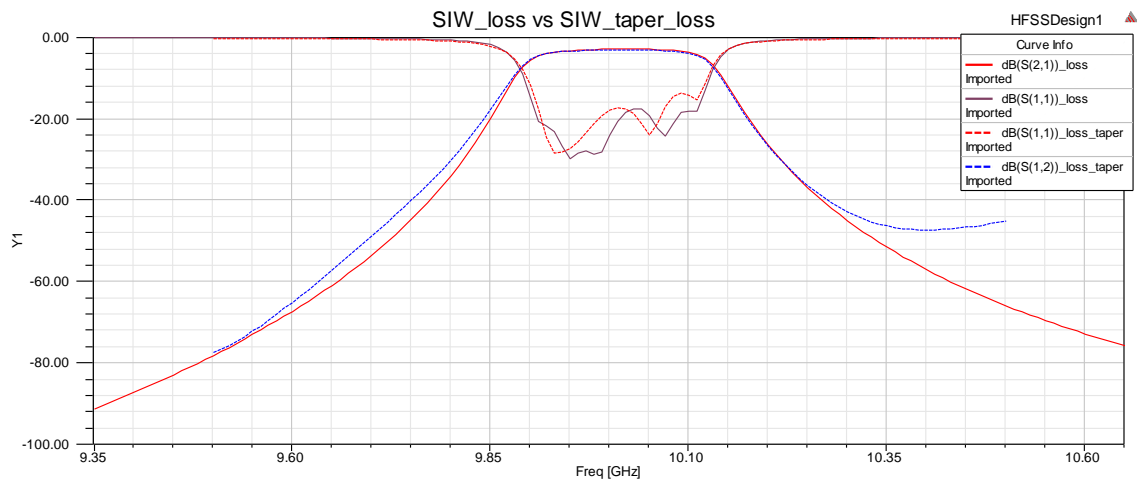


Figura 6.1.2-74 Respuesta en frecuencia filtro SIW con pérdidas vs filtro SIW con transición taper y con pérdidas

Capítulo 7

Conclusiones y líneas futuras

7.1 Introducción

En este proyecto se ha diseñado un filtro tanto en Substrate Integrated Waveguide como en guía de onda para banda X.

A lo largo de los diferentes capítulos se han presentado los tipos de filtros en los que se ha centrado el proyecto, filtro paso bajo, y filtro paso banda con respuesta de Chebyshev generalizada.

En la primera parte se ha presentado un método general para el desarrollo de filtros paso bajo y filtros paso banda independientemente de la tecnología empleada para la construcción del mismo. Además se ha desarrollado e implementado técnicas de diseño aproximadas (debido a la dificultad del análisis electromagnético) que calculan las dimensiones del filtro dadas las frecuencias de corte, pérdidas de retorno, orden del filtro... etc. En este sentido se han estudiado diferentes tipos de acoplo.

Posteriormente se ha presentado la tecnología con la que se ha llevado a cabo las realizaciones del filtro basado en resonadores de microondas con iris inductivo. Esta tecnología denominada guía de ondas integrada en sustrato, *SIW* (*Substrate Integrated Waveguide*), presenta una serie de ventajas con respecto a la guía de ondas convencional,

como una estructura resutante más fácil de integrar con otras tecnologías planares, bajos costes de fabricación y ligereza.

Una vez que se han presentado todas las técnicas necesarias para la elaboración del filtro, se ha procedido al diseño y simulación del mismo, comprobando que el resultado del filtro sigue cumpliendo con las condiciones iniciales establecidas.

Por medio de las simulaciones hemos podido comprobar que:

- El tamaño de la apertura del iris que se emplean en los acoplamientos inductivos provoca que la frecuencia de resonancia de los resonadores adyacentes a la apertura cambie ligeramente, ya que así se permite que las cavidades sean algo mayores eléctricamente debido al campo que se desborda por la acción de la apertura, por lo tanto este efecto hace que la longitud de los resonadores cambie para poder compensar este efecto.
- La frecuencia de resonancia de cada una de las cavidades viene marcada por el tamaño de la misma, y además como se ha visto también influye el tamaño de los postes y la separación entre los mismo, ya que así se puede permitir que el campo eléctrico que desborda sea mayor o menor, por lo que estos parámetros hay que tenerlos muy presentes a la hora de diseñar el filtro.
- Podemos concluir diciendo que el comportamiento de esta tecnología (SIW) es bastante fiable, ya que se ha comprobado que la respuesta obtenida es prácticamente la que se esperaba.
- El acoplamiento de entrada elegido para adaptar la energía de la línea microstrip al resonador de entrada/salida nos nos introduce apenas pérdidas de transición.

7.2 Líneas futuras

A corto plazo, se podrían implementar algún sistema que nos permita optimizar los parámetros del filtro SIW resultante para mejorar las pérdidas de transmisión.

Después, como se ha pretendido diseñar un filtro en SIW en banda X con el objetivo de poder construirlo en los talleres de la Universidad Carlos III, y posteriormente medirlo, pero no se ha podido llevar a cabo, se propone construir y medir el filtro realizado, con el objetivo de comparar la respuesta medida con la esperada.

Capítulo 8

Presupuesto

8.1 Introducción

Este proyecto tiene como objetivo el análisis y diseño de un filtro de cavidades directamente acopladas en tecnología SIW, por lo tanto se dividirá en las siguientes fases:

1. Análisis y diseño del filtro con elementos concentrados
2. Análisis y diseño de filtro con elementos distribuidos
3. Análisis y diseño del filtro en guía de onda con irises
4. Análisis y diseño del filtro con cavidades directamente acopladas en tecnología SIW.

El coste de este proyecto se podrá ver desglosado a continuación:

Capítulo 8: Presupuesto



UNIVERSIDAD CARLOS III DE MADRID Escuela Politécnica Superior

PRESUPUESTO DE PROYECTO

1.- Autor: Noelia Sánchez Rodríguez

2.- Departamento: TSC

3.- Descripción del Proyecto:

- Título: Diseño de Filtro en guía de onda con lris en Tecnología SIW
- Duración (meses): 3 meses
Tasa de costes indirectos: 20%

4.- Presupuesto total del Proyecto (valores en Euros):

18.975,00 Euros

5.- Desglose presupuestario (costes directos)

PERSONAL

| Apellidos y nombre | N.I.F. (no rellenar - solo a título informativo) | Categoría | Dedicación ^{a)} (hombres mes) | Coste hombre mes | Coste (Euro) | Firma de conformidad |
|--------------------|--|------------------|--|------------------|--------------|----------------------|
| Sergio Llorente | | Ingeniero Senior | 1 | 4.289,54 | 4.289,54 | |
| Noelia Sánchez | | Ingeniero | 3 | 2.694,39 | 8.083,17 | |
| | | | | | 0,00 | |
| | | | | | 0,00 | |
| Hombres mes 4 | | | | Total | 12.372,71 | |

^{a)} 1 Hombre mes = 131,25 horas. Máximo anual de dedicación de 12 hombres mes (1575 horas)

Máximo anual para PDI de la Universidad Carlos III de Madrid de 8,8 hombres mes (1.155 horas)

EQUIPOS

| Descripción | Coste (Euro) | % Uso dedicado proyecto | Dedicación (meses) | Periodo de depreciación | Coste imputable ^{a)} |
|------------------------------|--------------|-------------------------|--------------------|-------------------------|-------------------------------|
| PC Portátil HP i5-5300U | 1.200,00 | 100 | 3 | 60 | 60,00 |
| Software ADS | 500,00 | 100 | 3 | 60 | 25,00 |
| software HFSS | 600,00 | 100 | 3 | 60 | 30,00 |
| Software Matlab | 600,00 | 100 | 3 | 60 | 30,00 |
| Alquiler Impresora láser | 600,00 | 100 | 3 | 60 | 30,00 |
| Alquiler equipos laboratorio | 4.800,00 | 100 | 1 | 60 | 80,00 |
| | | | | Total | 255,00 |

^{a)} Fórmula de cálculo de la Amortización:

$$\frac{A}{B} \times C \times D$$

A = n° de meses desde la fecha de facturación en que el equipo es utilizado

B = periodo de depreciación (60 meses)

C = coste del equipo (sin IVA)

D = % del uso que se dedica al proyecto (habitualmente 100%)

SUBCONTRATACIÓN DE TAREAS

| Descripción | Empresa | Coste imputable |
|------------------------------|---------|-----------------|
| Fabricación Circuito impreso | | 400,00 |
| | | |
| Total | | 400,00 |

OTROS COSTES DIRECTOS DEL PROYECTO ^{a)}

| Descripción | Empresa | Costes imputable |
|----------------------------|----------|------------------|
| Gastos materia electrónico | Verbatim | 10,00 |
| Impresión | | 10,00 |
| | | |
| Total | | 20,00 |

^{a)} Este capítulo de gastos incluye todos los gastos no contemplados en los conceptos anteriores, por ejemplo: fungible, viajes y dietas, otros,...

6.- Resumen de costes

| Presupuesto Costes Totales | Presupuesto Costes Totales |
|----------------------------|----------------------------|
| Personal | 12.373 |
| Amortización | 255 |
| Subcontratación de tareas | 400 |
| Costes de funcionamiento | 20 |
| Costes Indirectos | 2.610 |
| I.V.A aplicable | 3.288 |
| Total | 18.945 |

El presupuesto total de este proyecto asciende a la cantidad de 18.945 €

Leganés a 29 de Enero de 2016

El ingeniero proyectista

Fdo. Noelia Sánchez Rodríguez

Glosario

| | |
|----------|---|
| ADS | <i>Advanced Design System</i> |
| BW | <i>Ancho de Banda</i> |
| C | <i>Condensador</i> |
| HFSS | <i>High Frequency Structure Simulator</i> |
| L | <i>Bobina</i> |
| P_{LR} | <i>Power Loss Ratio</i> |
| R | <i>Resistencia</i> |
| SIW | <i>Substrate Integrated Waveguide</i> |
| TE | <i>Modo transversal eléctrico</i> |
| TEM | <i>Modo transversal electromagnético</i> |
| TM | <i>Modo transversal magnético</i> |
| UC3M | <i>Universidad Carlos III de Madrid</i> |
| W Iris | <i>Apertura del Iris</i> |
| Z | <i>Impedancia</i> |

Referencias

- [1].David. M. Pozar,"*Microwave Engineering*", Second edition. John Wiley & Sons, Inc.
- [2].Robert. E. Collin, "*Foundations for Microwave Engineering*", Second edition McGraw Hill.
- [3].M. J. Lancaster, Jia-Sheng Hong, "*Microstrip Filters For RF/Microwave applications*", John Wiley & Sons, Inc .
- [4].Pierre Jarry and Jacques Benaet, "*Advanced design techniques and realization of microwave and RF filters*", IEEE Wiley-IEEE Press, 2008
- [5].N. Marcuvitz, "Waveguide Handbook", New York: McGraw-Hill, 1951
- [6].R. J. Cameron, C. M. Kudsia, R. R. Mansour, "Microwave filters for communication systems fundamentals, design, and applications", Wiley-Interscience, 2007
- [7]. Ji-Fuh Liang, Hsin-Chin Chang and Kawthar A. Zaki University of Maryland, Electrical Engineering Department College Park, MD 20742 "*Design and Tolerance Analysis of Thick Iris Waveguide Bandpass Filters*"
- [8].Dominc Deslades and Ke Wu "*Accurate Modeling, Wave Mechanisms, and Design Considerations of a Substrate Integrated Waveguide*"

Referencias

- [9]. Yasser Arafat, Sharad P. Singh, Sandeep Arya and Saleem Khan “*Modelling, Design and Parametric Considerations for different Dielectric Materials on Substrate Integrated Waveguide*”
- [10]. Hemendra Kumar, Ruchina Jadhav, Sulabha Ranade “*A Review On Substrate Integrated Waveguide and its Microstrip Interconnect*”
- [11]. D. Navarro. F. Carrera y M. Baquero “*Guías de Onda Integradas en Substrato para Aplicaciones en las Bandas de Microondas y Ondas Milimétricas*”
- [12]. Muhammad Imran Nawaz, Zhao Huiling “*Substrate Integrated Waveguide (SIW) to Microstrip Transition at X-Band*”
- [13]. Modeling and Design of Microwave-millimeterwave filters and multiplexers, Yunchi Zhang, Tesis doctoral, Universidad de Maryland, 2006.
- [14]. Datasheet RT/Duroid 5880 Rogers Corporation
<http://www.rogerscorp.com/acs/products/32/RT-duroid-5880-Laminates.aspx>
- [15]. <http://www.keysight.com/en/pc-1297113/advanced-design-system-ads?cc=US&lc=eng>
- [16]. <http://www.ansoft.com>